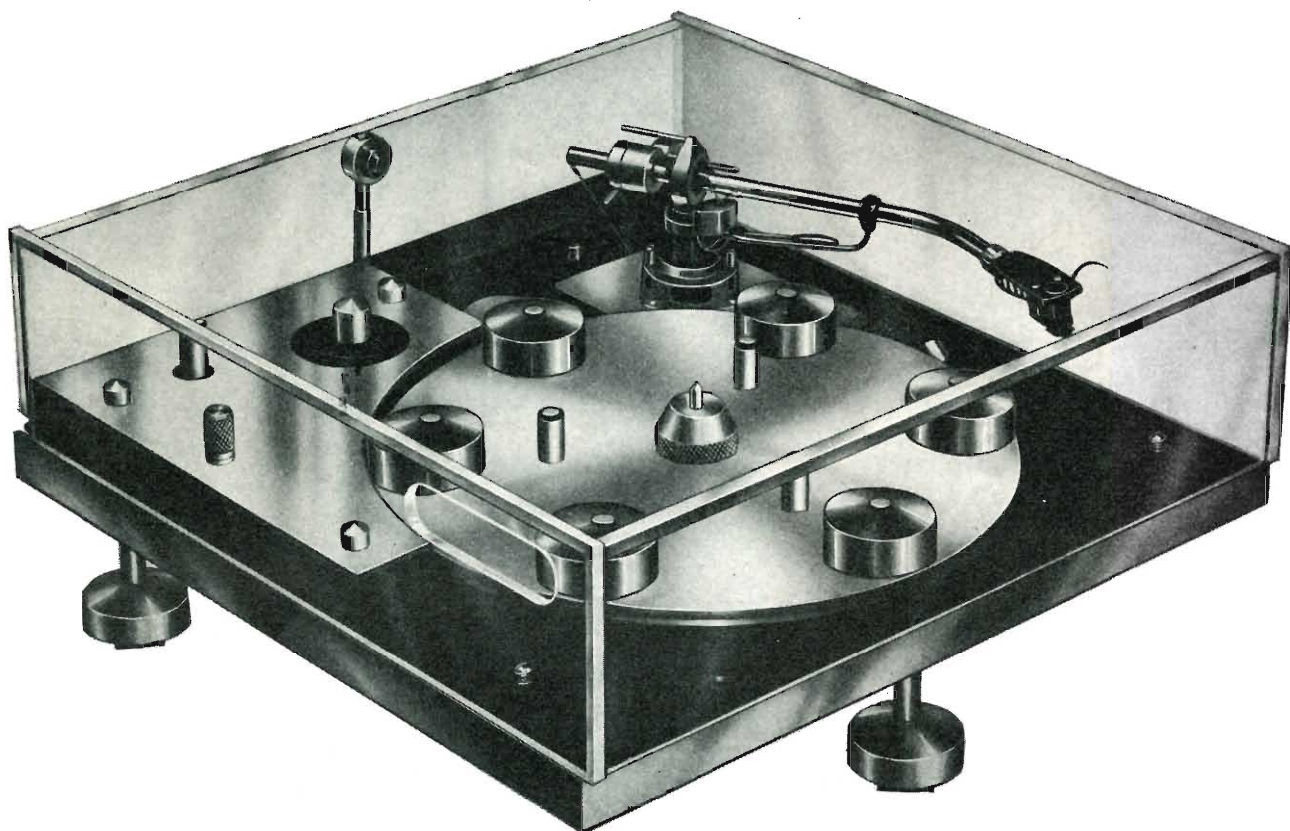
anno XLIII - numero 9 - settembre 1971 - L. 500 - abbonamento postale - gruppo III/70

MENSILE
DI
TECNICA
ELETTRONICA

THE TRANSCRIPTORS
IDRAULIC PROFESSIONAL TURNTABLE

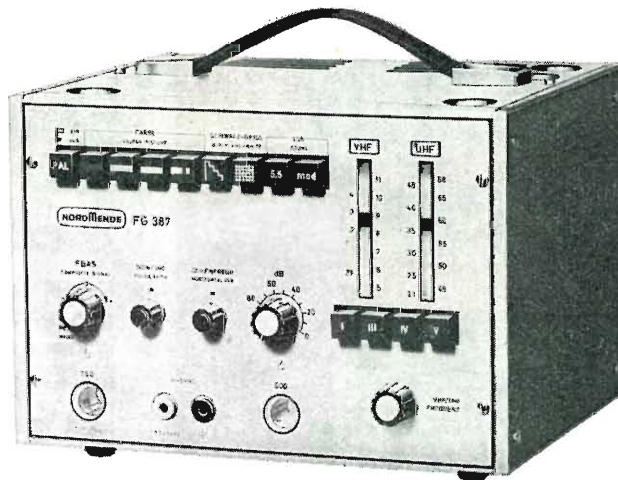
MADE IN ENGLAND

Il giradischi professionale per una nuova e vera

Il giradischi TRANSCRIPTORS rappresenta quanto di più moderno, nuovo e rivoluzionario il mercato può offrire all'amatore esigente della musica riprodotta in alta fedeltà.
Infatti il TRANSCRIPTORS costituisce una svolta nel settore dei giradischi professionali, in quanto risolve brillantemente tutti i problemi di rumore (Rumble) e fluttuazione che costituiscono un handicap nella maggior parte dell'attuale produzione in questo settore.
Inoltre questa unità viene fornita completa di braccio SME modello 3009/II da 12", considerato uno dei migliori bracci esistenti sul mercato mondiale.

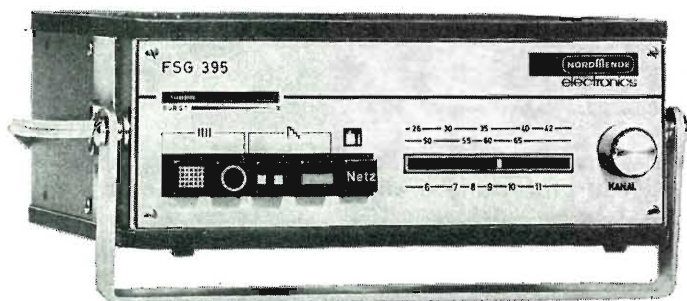
UNO STRUMENTO NUOVO PER UNA TECNICA MODERNA

Oltre 10.000 FG 387 venduti in Europa costituiscono la prova migliore della qualità NordMende Electronics

GENERATORE PER LABORATORIO TVC
tipo FG 387 (nuova esecuzione)

Sistema PAL/NTSC
- 6 barre cromatiche standard esattamente codificate in luminanza e crominanza
- 3 pagine di colore fondamentale miscelabili fra loro
- Reticolo costituito da 12 righe orizzontali e 15 righe verticali
- Sottoportante di colore 4,433618 MHz $\pm 10^{-5}$ generata a quarzo
- Frequenza di quadro: 50 Hz esatti; agganciata alla frequenza di riga
- Frequenza di riga 15625 Hz (stabilità $\pm 10^{-3}$) regolabile $\pm$ 4%
- Ampiezza sincronismi regolabile dal 20 al 160% (75/5÷75/40)
- Scala dei grigi composta da 6 barre esattamente codificate in luminanza
- Segnale video composito completo regolabile max $\pm$ 1,3 Vptp su 75 Ohm
- Portante Audio 5,5 MHz $\pm$ 0,1 % (disinseribile)
- Modulazione FM 1 kHz (disinseribile)
- Portante HF modulata con linearità migliore dello 0,5%
- Frequenza HF selezionabile in FI - bande I - III - IV e V
- Tensione HF di uscita regolabile da $\sim$ 1 μV a $>$ 10 mV (80 dB)
- Alimentazione 220/110 V - 50 Hz - 18 VA
- Dimensioni 240 x 160 x 195 mm.
- Peso 4,5 kg.

.....e per la taratura visiva del TVC

GENERATORE PER SERVICE TVC
tipo FSG 395

- Barre di colore +(R-Y) 90°; —(R-Y)$\pm$270°; +(B-Y) 360°; —(B-Y) 180°; Precisione $\pm$ 2,5°
- Contenuto costante di luminanza: 20 %
- Superfice grigia per il controllo e taratura visiva di tutte le funzioni cromatiche del TVC
- Superfice rossa: per verifica purezza colore
- Reticolo costituito da 10 righe orizzontali ed 11 righe verticali
- Possibilità di ottenere separatamente le righe verticali od orizzontali
- Raster a punti con 2 cerchi elettronici
- Sottoportante di colore 4,433618 MHz $\pm 10^{-5}$ generata a quarzo
- Frequenza di riga: 15.625 Hz $\pm 3 \cdot 10^{-3}$
- Frequenza di quadro: 50 Hz esatti; agganciata alla frequenza di riga
- Scala dei grigi costituita da 12 barre di eguale ampiezza dal bianco al nero
- Uscita segnale video composito completo 1 Vptp su 1 kOhm
- Audio a richiesta 5,5 MHz$\pm$0,1% Mod 1 KHz
- Uscita portante RF su 240 Ohm
- Alimentazione 220/110 V - 50 Hz - 8 VA
- Dimensioni 195 x 80 x 160 mm.
- Peso 3 kg.

Altri strumenti di produzione NordMende: Oscilloscopi, Commutatori elettrici, Vobulatori, Multimetri, Voltmetri elettronici e digitali Generatori BF - HF, Distorsiometri, Codificatori stereo. Alimentatori CA e CC, Attenuatori, Monitori BN e Colore.

È disponibile la pubblicazione: « Impiego pratico del generatore di barre di colore ». Agli interessati che ne faranno richiesta verrà inviata in contrassegno di L. 800.

NORDMENDE - Bremen
Rappresentanza Generale per l'Italia:

Ditta Ing. OSCAR ROJE

20147 Milano - Via S. Anatalone, 15
Tel. 415.41.41/2/3

00187 Roma - Via Di Porta Pinciana, 4
Tel. 465.630/480.029

CHINAGLIA

Una tradizione di qualità e di progresso tecnico

Portate 59
20.000 Ω/V cc - ca

CORTINA analizzatore universale con dispositivo di protezione e capacimetro

SCATOLA in ABS elastica ed infrangibile, di linea moderna con flangia « Granluce » in metacrilato. Dimensioni mm. 156 x 100 x 40. Peso gr. 650.
STRUMENTO a bobina mobile e nucleo magnetico centrale, insensibile ai campi magnetici esterni, con sospensioni elastiche antiurto Cl. 1 40 µA.
OHMMETRO in cc: completamente alimentato da pile interne: lettura da 0,05 Ohm a 100 MOhm.
OHMMETRO in ca: alimentato dalla rete 125 - 220 V: portate 10 - 100 MΩ.
COSTRUZIONE semiprofessionale. Componenti elettrici professionali di qualità.
ACCESSORI IN DOTAZIONE: astuccio in materiale plastico antiurto, coppia puntali rosso - nero, cavetto d'alimentazione per capacimetro, istruzioni dettagliate per l'impiego.
INIETTORE di segnali universale USI, a richiesta, transistorizzato per RTV. Frequenze fondamentali 1 e 500 KHz, frequenze armoniche fino a 500 MHz.

Acc	50	500 µA		5		50 mA		0,5	5 A
Aca		500 µA		5		50 mA		0,5	5 A
Vcc	100 mV	1,5	5	15	50	150	500	150 V	(30KV)*
Vca		1,5	5	15	50	150	500	150 V	
VBF		1,5	5	15	50	150	500	150 V	
Ωcc	da —20 a +66 dB								
dB	1	10		100 KΩ		1		10	100 MΩ
Ωca		10		100 MΩ					
pF	50.000			500.000 pF					
µF	10	100		1.000		10.000	100.000 µF		1 F
Hz	50		500			5000 Hz			

* mediante puntale alta tensione a richiesta AT. 30 KV.

Portate 56
40.000 Ω/V cc - ca

CORTINA MAJOR analizzatore universale ad alta sensibilità. Dispositivo di protezione, capacimetro e circuito in ca. compensato.

SCATOLA in ABS elastica ed infrangibile, di linea moderna con flangia « Granluce » in metacrilato. Dimensioni mm. 156 x 100 x 40. Peso gr. 650.
STRUMENTO a bobina mobile e nucleo magnetico centrale, insensibile ai campi magnetici esterni con sospensioni elastiche antiurto Cl. 1,5.
CAPACIMETRO a reattanza con tensione di rete da 125 V - 220 V.
COSTRUZIONE semiprofessionale. Componenti elettrici professionali di qualità.
BOCCOLE di contatto di nuovo tipo con spine a molla, cablaggio eseguito su piastra a circuito stampato.
ACCESSORI IN DOTAZIONE: astuccio in materiale plastico antiurto, coppia puntali rosso - nero, cavetto d'alimentazione per capacimetro, istruzioni dettagliate per l'impiego.
INIETTORE di segnali universale USI, a richiesta, transistorizzato per RTV. Frequenze fondamentali 1 e 500 KHz, frequenze armoniche fino a 500 MHz.

V cc	420 mV	1,2	3	12	30	120	300	1200 V	(30KV)*
V ca	3	12	30	120	300	1200 V			
A cc	30	300 µA	3	30 mA	0,3	3 A			
A ca	300 µA	3	30 mA	0,3	3 A				
Output in dB	da —10 a +63								
Output in VBF	3	12	30	120	300	1200			
Ω cc	2	20	200 KΩ	2	20	200 MΩ			
Ω ca	20	200 MΩ							
Cap. a raettanza	50.000	500.000 pF							
Cap. balistico	10	100	1000	10.000	100.000 µF	1 F			
Hz	50	500	5000						

* mediante puntale ad alta tensione AT 30 KV a richiesta.

Portate 51
200.000 Ω/V cc

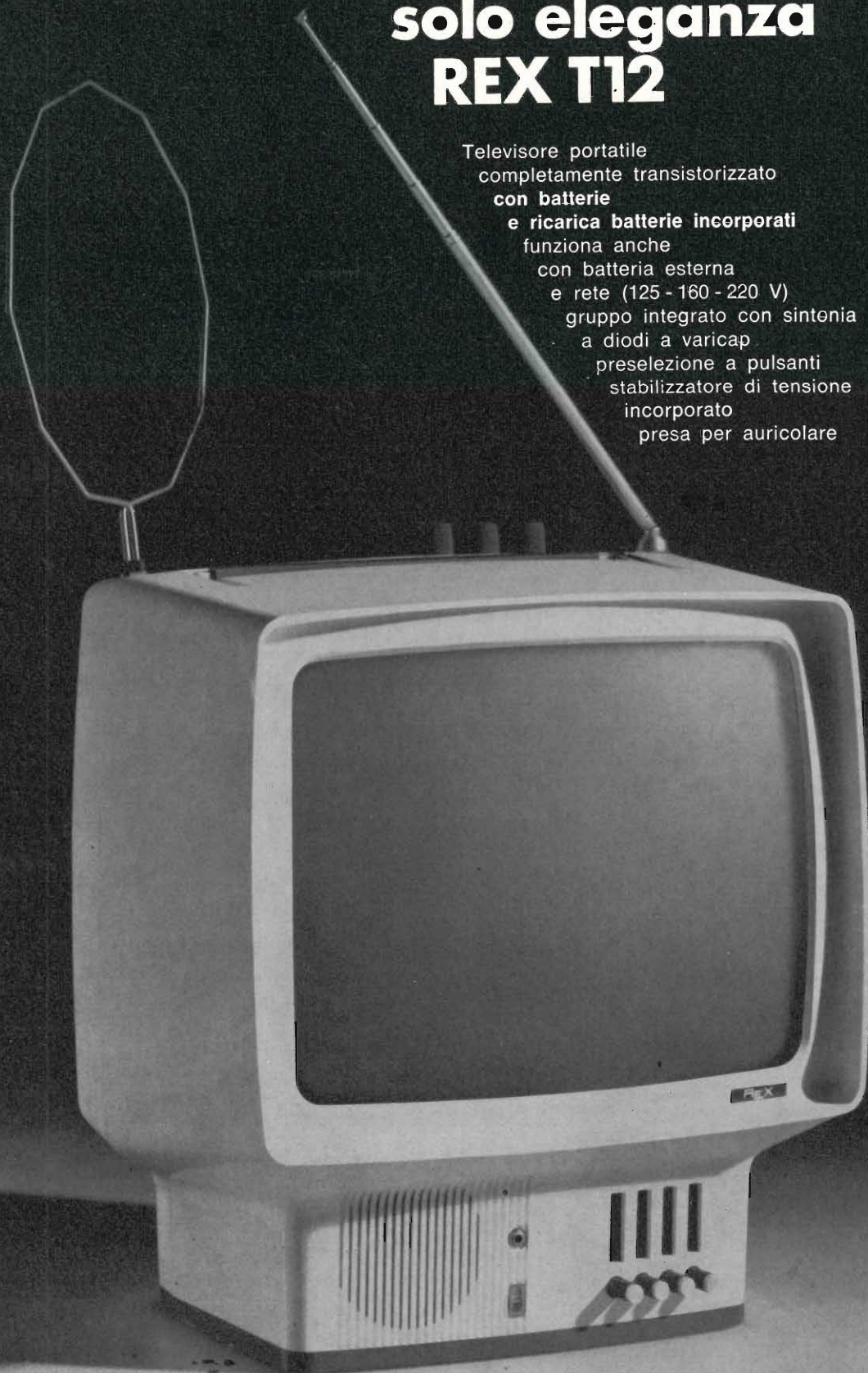
DINO analizzatore elettronico con transistore ad effetto di campo. Dispositivi di protezione e alimentazione autonoma a pile.

SCATOLA in ABS elastica ed infrangibile, di linea moderna con flangia « Granluce » in metacrilato. Dimensioni mm. 156 x 100 x 40. Peso gr. 650.
STRUMENTO Cl. 1 - 40µA 250 Ω tipo a bobina mobile e nucleo magnetico centrale, insensibile ai campi magnetici esterni, con sospensioni elastiche antiurto.
CIRCUITO ELETTRONICO a ponte bilanciato realizzato con due transistori ad effetto di campo FET che assicura la massima stabilità dello zero. Alimentazione a pile (n. 1 pila da 9 V).
VOLTMETRO IN CC elettronico. Sensibilità 200.000 Ω/V.
VOLTMETRO IN CA realizzato con quattro diodi al germanio collegati a ponte, campo nominale di frequenza da 20 Hz a 20 KHz. Sensibilità 20.000 Ω/V.
OHMMETRO elettronico (F.E.T.) per la misura di resistenze da 0,2 Ω a 1000 MΩ; alimentazione con pile interne.
CAPACIMETRO balistico da 1000 pF a 5 F; alimentazione con pile interne.
COSTRUZIONE semiprofessionale. Componenti elettronici della serie professionale.
ACCESSORI IN DOTAZIONE: astuccio in materiale plastico antiurto, coppia puntali rosso - nero, istruzioni dettagliate per l'impiego.
INIETTORE di segnali universale transistorizzato per RTV. Frequenze fondamentali 1 KHz - 500 KHz; frequenze armoniche fino a 500 MHz. (Solo nella verisone « DINO USI »).

A cc	5	50 µA		0,5		5		50 mA	0,5	5 A
A ca				0,5		5		50 mA	0,5	5 A
V cc	100mV	0,5	1,5	5	15	50	150	500	1500 V	(30 KV)*
V ca				5	15	50	150	500	1500 V	
Output in V BF				5	15	50	150	500	1500 V	
Output in dB	da —10 a +66 dB									
Ω	1	10		100 KΩ			1		10	1000 MΩ
Cap. balistico	5	500		5000		50.000			500.000 µF	5 F

* mediante puntale alta tensione a richiesta A T. 30 KV.

CHINAGLIA ***ELETTROCOSTRUZIONI s.a.s.***
Via Tiziano Vecellio, 32 - Tel. 25.102 - 32100 Belluno

Per chi non vuole solo tecnica,
solo praticità,
solo eleganza
REX T12
Televisore portatile
completamente transistorizzato
con batterie
e ricarica batterie incorporati
funziona anche
con batteria esterna
e rete (125 - 160 - 220 V)
gruppo integrato con sintonia
a diodi a varicap
preselezione a pulsanti
stabilizzatore di tensione
incorporato
presa per auricolare
REX

L'EDITRICE IL ROSTRO

ANNUNCIA

L'IMMINENTE PUBBLICAZIONE DI DUE LIBRI:

lo ZeroZeroLibro

"SPIONAGGIO ELETTRONICO"

con montaggio pratico dei dispositivi

&

per il folk-pop-underground

"MUSICA ELETTRONICA"

con montaggio

organi

effetti sonori

MENSILE
DI
TECNICA
ELETTRONICA

N. 9 - settembre 1971 - anno XLIII

SOMMARIO

PROPRIETA' — Editrice il Rostro S.A.S.

DIRETTORE RESPONSABILE — Alfonso Giovene

DIRETTORE TECNICO — Antonio Nicolich

CONSULENTE TECNICO — Alessandro Banfi

DIREZIONE - REDAZIONE -
AMMINISTRAZIONE -
UFFICI PUBBLICITA'

Via Monte Generoso, 6/a - 20155 - MILANO
Tel. 321542 - 322793 - C.C.P. 3/24227

Autorizz. Tribunale di Milano 9/9/1948 n. 464 del Registro - Stampa: Ediz. Tecniche - Milano - Via Baldo degli Ubaldi, 6 - Diffusione DIPRESS - C.so Lodi, 47 - Milano

Due interessanti novità dell'Editrice Il Rostro

SEMICONDUTTORI DI COMMUTAZIONE

Al giorno d'oggi l'elettronica si diversifica sempre più, sia nei componenti sia nelle applicazioni. E inoltre il volume delle applicazioni è in continuo aumento.
Questo libro si propone di presentare la famiglia dei semiconduttori chiamati di commutazione. Nella prima parte di esso sono studiate le caratteristiche ed il principio di funzionamento di questi semiconduttori: ciò dovrebbe aiutare lo studente o il tecnico nell'acquisizione di una specializzazione professionale.
Nella seconda parte sono riportati numerosi esempi di applicazioni, che completano la prima parte, più generale, ma che possono, da soli, interessare anche chi dell'elettronica non fa la propria professione, ma che cerca in essa la soluzione di vari problemi che gli si presentano, non solo per il lavoro ma anche in quelle affinità del tempo libero, occupazione quest'ultima che è un gradevole retaggio della nostra civiltà attuale.

Volume di pagg. 307, con 214 figure e tabelle - formato 17 x 24 cm - L. 6.000

SCHEMARIO
RADIO
AUTORADIO
MANGIANASTRI
A TRANSISTORI

Una nuova raccolta di oltre 190 schemi radio, autoradio e mangianastri completamente a transistori, di 53 case costruttrici europee e mondiali; corredata di ampie note di servizio tecnico e di minuziose descrizioni delle parti componenti gli apparecchi trattati.
NOVITA' ASSOLUTA: L'opera è stata completata da un elenco dei transistori e relative equivalenze ed intercambiabilità esistenti negli schemi trattati. L'interesse e l'utilità di questo elenco non possono sfuggire ai riparatori, che troveranno in esso un valido aiuto nell'esecuzione del loro lavoro.

Volume di pagg. 301 - formato 31 x 22 cm - coperta plastificata - L. 10.000

EDITRICE IL ROSTRO - 20155 Milano - Via Monte Generoso, 6a - Telefoni 321542 - 322793

EDITORIALE

A. Nicolich

PAL e SECAM ai ferri corti

Nell'ombra densa delle volte sinistre della cupa cripta gelosa custode dei sarcofagi secolari, facemmo un solenne proponimento, che visto di tre quarti somigliava moltissimo ad un sacro giuro, di non insistere per prolissa pezza sul ritrito argomento della TVC in Italia. Ma i fatti sottopongono il nostro cuoio capelluto ad un'insostenibile sollecitazione di trazione e ci sospingono vezzosamente a pugni e calcioni alla ribalta del teatro della contesa.

La scena presenta da un lato Monsieur Henry de France (davvero avete capito da dove viene l'Apostolo del Sécam?) alla testa di una marea di prodi pronti a scattare in arcion all'urlato invito di « Olà miei fidi! », dall'altro lato l'imponente e possente figura di Herr Walter Bruch unico erede dell'intera maestà del dio Wothan, di Sigfrido e di Lohengrin, scortato dalle coorti dei risorti fanti del Walhalla e soprattutto dall'oro del Reno per abbagliare qualche fante lesto e assai leggiadro italiano. E' pacifico che le riserve aurifere dell'armata gallica sorridano con almeno due bocche alle fauci anelanti dei lestissimi fanti di stirpe italica.

Il Brenno rompe gli indugi ed attacca per primo; in brevi istanti la bandiera del Sécam viene issata sul pennone al centro della scena capovolgendo irresistibilmente una situazione che appariva stabilissima. (Nella cabina di regia, un mazzo di carte sfugge di mano a Parsifal). Il difensore teutonico, certiorem factus da un demoniaco brabanzan, si avvede che il pennone poggia su una fragile base di menzognere fole; al che, qualifica l'avversario con quel sostantivo, che caratterizza un certo deposito anodico allo stato solido (v. elettrochimica e fisica dei semiconduttori), scatenando l'immancabile uragano di applausi da parte degli italiani, che nel « ventennio » impararono a battere freneticamente le mani alla vista di uno di quegli aggeggi.

E' la volta del vessillo PAL ad essere imposto alle folle, poggiandolo però solidamente su nastri cromatici, risolventisi in un trionfo di colori, in orgia di festoni tinti in arcobaleno, fra i quali tripudiano gli amorini e le puelline in fiore sfoggiano con somma generosità anforei lombi di marca neonazista.

Le agguerrite falangi dei figli di Francia passano al contrattacco e si prevede che la lotta sarà lunga ed asperrima. Forse la data 6 settembre 1971 (giorno della conferenza stampa tenuta dal Prof. W. Bruch a Milano) segnerà l'inizio della seconda guerra dei cent'anni. Pecchiamo certamente di ottimismo opinando che in tal modo il CIPE abbia il tempo di proseguire gli studi sul problema della TVC in Italia ed autorizzi il Ministro Bosco in data 6 settembre 2071 a dichiarare l'inizio delle trasmissioni a colori.

Attendiamo dunque con fede al non prossimo appuntamento il calendissimo rappresentante del Governo, abbandonandoci all'ultima dea fantasma iridiscente deprecata dalla terribile regina gialla esperta di enigmistica.

Se la pazienza vi ha sorretti fin qui, fate ricorso alle vostre ultime capacità di sofferenza e ascoltate il nostro infantile pensierino personale:

il PAL è pronto, offre possibilità di esportazione e va bene; il SECAM in norma G necessaria in Italia a motivo della compatibilità deve ancora essere rielaborato, lascia ben poche speranze di esportazione anche laddove si pratica il cannibalismo e rappresenta un salto nel buio. Immaginate quale capitombolo avremmo effettuato se nel 1950 avessimo adottato le 819 righe della TV-BN francese?

Il pensierino non è scaturito da una timorata venerazione per i fieri bicornuti cimieri vichinghi, ma dall'istintiva scelta del male minore.

a cura di A. Contoni

Ricerca elettronica delle stazioni per ricevitori O.U.C.

di W. Wachholz

I diodi a capacità variabile sostituiscono in misura crescente i mezzi di sintonizzazione abituali. Nei ricevitori radio e nei televisori essi vengono utilizzati per la sintonia elettronica e per la sintonia fine automatica. La sintonia con i diodi di capacità comporta, oltre alle piccole dimensioni, l'ulteriore vantaggio che non è più necessario alcun collegamento meccanico fra i circuiti risonanti da accordare in frequenza e gli elementi di comando del ricevitore.

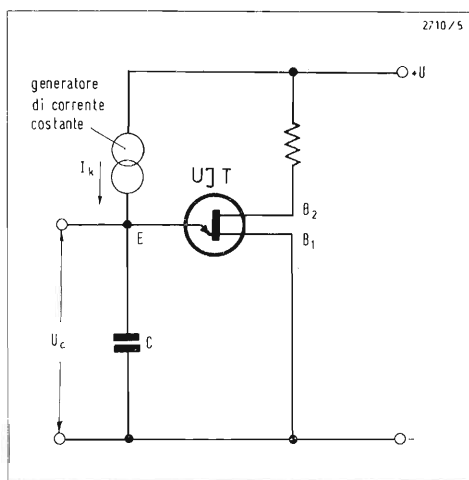
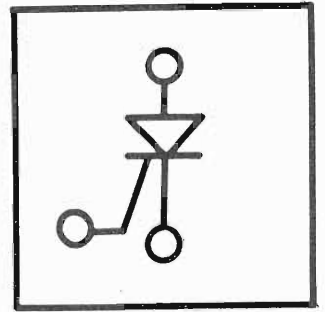
Un'interessante possibilità di impiego dei diodi di capacità è una ricerca automatica delle stazioni trasmittenti senza l'intervento di alcuna parte meccanica. È necessario applicare ai diodi di capacità una tensione lentamente crescente di carico o di scarica di un condensatore, la quale viene istantaneamente mantenuta costante, quando il ricevitore viene sintonizzato su di una trasmittente. Un segnale pilota adatto per questo processo viene fornito da un discriminatore collegato all'uscita dell'amplificatore di frequenza intermedia.
Partendo da questo principio fondamentale, si è realizzato un circuito, che riunisce la ricerca stazioni automatica e la sintonia fine pure automatica. Esso lavora completamente in modo elettronico ed è esente da qualsiasi parte meccanica mobile.

Il generatore di denti di sega per la ricerca

Per la ricerca stazioni elettronica occorre una tensione crescente lentamente, che quando raggiunge un determinato valore, corrispondente al valore limite superiore della gamma di frequenze esplorata, cade bruscamente ad un valore iniziale corrispondente al valore limite inferiore della gamma di frequenze esplorata. Si può generare questa tensione a dente di sega, caricando un condensatore a corrente costante, raggiunto un determinato valore superiore, scaricando il condensatore attraverso un transistore unigiunzione ad un valore inferiore. Con la carica a corrente costante del condensatore si ottiene una tensione, che cresce linearmente. Perché sia necessario un incremento lineare di tensione viene qui brevemente spiegato.

La variazione della frequenza in funzione della capacità segue una legge quadratica. Se si parte da una variazione lineare di capacità, si ottiene alle forti capacità una lenta variazione di frequenza e alle piccole capacità una rapida variazione di frequenza. La capacità di un diodo di capacità non varia però linearmente in funzione della tensione applicata. Alle forti capacità (piccole tensioni) corrisponde una grande variazione di capacità, mentre alle piccole capacità (forti tensioni) corrisponde una piccola variazione di capacità. Per avere durante la ricerca delle stazioni una variazione di frequenza all'incirca lineare, l'incremento della tensione deve perciò essere lineare.

La fig. 1 mostra lo schema di principio del generatore di tensione a denti di sega. Il condensatore C si carica con una corrente costante I_k Fintanto che la tensione U_c alle armature del condensatore è minore della tensione U_p di innesco del transistore unigiunzione, il diodo di emettitore è bloccato. Scorre solo una piccola corrente residua I_{eo} nel diodo di emettitore; in conseguenza, la resistenza di entrata è di alcuni $M\Omega$. Per la tensione di innesco U_p vale la relazione: $U_p = U_s + \eta\ U_{BB}$, dove U_S è la tensione di gomito della caratteristica del diodo di emettitore, U_{BB} è la tensione, con la quale la base 2 è polarizzata positivamente rispetto alla base $B1$ (tensione interbasica), η rappresenta il rapporto interno di tensione, cioè il rapporto fra la tensione emettitore-base 1 alla tensione U_{BB}. η è compreso generalmente fra 0,6 e 0,9. Se la tensione al condensatore sale rispetto alla tensione U_s del diodo di emettitore oltre $\eta\ U_{BB}$, lo spazio fra emettitore e base 1 del transistore unigiunzione diviene conduttivo e il condensatore si scarica molto rapidamente attraverso il diodo di emettitore, ora di bassa resistenza. Si deve qui solo fare in modo che la corrente di carica del condensatore sia più bassa della corrente di saturazione del transistore unigiunzione. Se si prende questa precauzione,

Fig. 1 - Generatore di denti di sega lineari con un transistore unigiunzione (UJT).

il diodo di emettitore si blocca di nuovo, tosto che la tensione del condensatore cade al valore della tensione di gomito del diodo. Ora può iniziare una nuova carica.

La sintonia fine automatica

La condizione di carica del condensatore *C*, una volta effettuata la sintonia, deve essere mantenuta costante o regolata in modo da raggiungere la sintonizzazione perfetta. Inoltre bisogna evitare che la sintonia, una volta raggiunta, venga perduta in seguito all'evanescenza del segnale, cioè il circuito deve essere insensibile ad un affievolimento del segnale d'entrata. La fig. 2 mostra lo schema di principio.

Il transistore pilota Tr è disposto in serie al condensatore di carica C. Alla base del transistore pilota arriva la tensione U_d del discriminatore. Il discriminatore fornisce una tensione di polarità positiva o negativa secondo che la effettiva frequenza intermedia sia superiore o inferiore alla frequenza nominale. Nel caso di una dissintonia nel senso di una tensione troppo bassa al condensatore di carica, il discriminatore fornisce una tensione pilota di polarità tale che il transistore diviene conduttivo e fornisce pure una corrente di carica al condensatore *C* finchè la tensione del discriminatore si annulla. Con una dissintonia nel senso di una tensione troppo alta del condensatore di carica, il discriminatore fornisce una tensione pilota, che blocca il transistore Tr. Il condensatore *C* si scarica perciò sulla resistenza *R* fino a quando la tensione del discriminatore va a zero. Allora la corrente di scarica sulla resistenza *R* eguaglia la corrente di carico del transistore e in conseguenza la tensione al condensatore *C* rimane costante. La sintonia viene dunque regolata automaticamente sul passaggio per lo zero della curva del discriminatore e stabilizzata mantenendo costante la tensione di carica U_c. La costante di tempo τ = RC deve essere scelta di valore tale (l'ordine di grandezza è di alcuni minuti) che la tensione di accordo, nel caso di affievolimento del segnale ricevuto (o anche di sparizione fino a parecchi secondi), in seguito alla scarica lenta conseguente del condensatore *C* attraverso la resistenza *R*, cada solo di pochissimo. Appena ritorna la trasmissione, questa caduta viene subito compensata. La sintonia su di una stazione una volta raggiunta, si conserva con ciò anche in presenza di evanescenza e di brevi interruzioni della trasmissione.

Nella ricezione con ricevitori autoradio bisogna fare i conti con permanenti e talvolta anche forti oscillazioni dell'intensità di campo. Può anche accadere che il segnale ricevuto venga a mancare per un tempo più lungo. Durante questo tempo, il condensatore di carica può scaricarsi talmente che quando ritorna la trasmissione, il discriminatore non può più fornire alcuna tensione pilota. La sintonia sul trasmettitore desiderato viene a mancare. Si può evitare questo se si esclude la resistenza *R* con un commutatore elettronico, quando scompare il segnale da ricevere (v. fig. 3). L'elemento che si sfrutta per fare ciò, se si riceve una trasmissione, è la tensione rivelata somma del discriminatore (rivelatore a rapporto). Quando viene meno il segnale ricevuto la tensione rivelata somma diviene zero. Il commutatore elettronico si apre e non può passare alcuna corrente di carica attraverso la resistenza *R*. La carica del condensatore *C* rimane invariata e si conserva la sintonia sulla voluta stazione ricevuta.

Costruzione e funzionamento del circuito

Lo schema completo (fig. 4) è costituito da un amplificatore differenziale simmetrico (Tr1 e Tr2), da un multivibratore bistabile (Tr5 e Tr6), da un multivibratore monostabile con un transistore unigiunzione (UJT) e dai transistori Tr3, Tr4 e Tr7. L'amplificatore differenziale lavora in unione con il transistore pilota Tr3, il condensatore di carica *C* e il multivibratore monostabile come generatore di denti si sega per la corsa di ricerca. Se il tasto *T* viene chiuso brevemente, il multivibratore bistabile (Tr5 e Tr6) si commuta in uno stato in cui il transistore Tr5 si blocca, mentre il transistore Tr6 diviene passante. La tensione al collettore di Tr6 cade fino alla tensione residua collettore-emettitore del transistore. Allora il diodo D1 diviene conduttivo, il

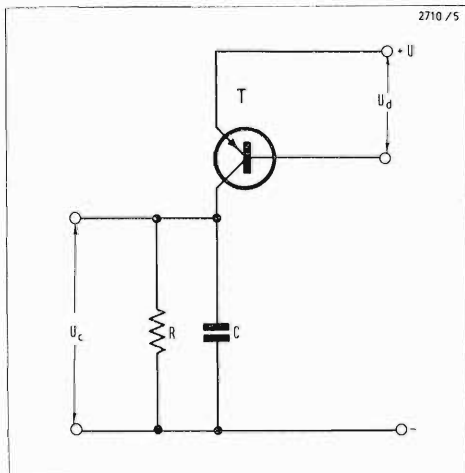



Fig. 2 - Schema per mantenere costante la tensione di accordo e per la sintonia fine automatica.

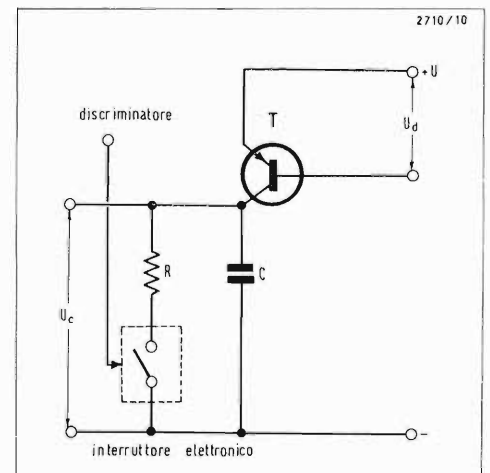



Fig. 3 - Principio del dispositivo circuitale con commutatore elettronico.

transistore Tr1 si blocca e il transistore Tr2 diviene passante. Con la tensione differenza fra i collettori dei transistori Tr1 e Tr2, il transistore Tr3 viene pilotato, che ora fornisce una corrente costante, con la quale il condensatore di carica *C* si carica linearmente nel tempo (la corrente di scarica attraverso *R* è trascurabile). La tensione alle armature del condensatore di carica cresce fintanto che si raggiunge la tensione d'innesco dell'unigiunzione UJT. Poi il condensatore *C* si scarica bruscamente, attraverso lo spazio emettitore base 1, alla tensione di gomito del diodo emettitore-base 1 del transistore unigiunzione. Alla fine, ricomincia una nuova carica del condensatore *C*. La tensione lentamente crescente del condensatore di carica viene applicata al sintonizzatore O.U.C. come tensione di accordo. I diodi del discriminatore sono montati in modo che durante il processo di sintonizzazione, si genera dapprima una tensione positiva alla base del transistore Tr2, la quale, proseguendo la sintonizzazione, diviene negativa. Se ora la sintonia si avvicina ad una stazione ricevuta con una esuberante intensità di campo, la parte positiva della tensione pilota fornita dal discriminatore del ricevitore alla base del trasmettitore Tr2, amplificata dai transistori Tr2 e Tr4, provoca una commutazione dello stadio multivibratore bistabile allo stato di uscita. Con il potenziometro *P* si può regolare a quale intensità di campo della stazione il multivibratore bistabile si commuta. Con il commutatore *S* si può variare la sensibilità di commutazione in due stadi. Il diodo D2 provoca una conveniente compensazione della deriva della tensione emettitore-base del transistore Tr4.

Quando lo stadio multivibratore bistabile commuta allo stato di uscita, il diodo D1 si blocca. Attraverso i transistori Tr1 e Tr2 dell'amplificatore differenziale passano ora correnti di collettore di valore circa uguale. In conseguenza, il transistore pilota Tr3 non fornisce più una corrente costante e il processo di carica del condensatore di carica viene interrotto. La tensione pilota del discriminatore presente all'entrata dell'amplificatore differenziale viene amplificata in questo amplificatore e applicata al transistore Tr3, che ora fornisce una corrente di carica, che determina la tensione pilota del discriminatore e che regola la tensione al condensatore di carica in modo che si raggiunga l'esatta sintonia fine. Il funzionamento preciso della sintonia fine è già stato descritto.

La parte di bassa frequenza della tensione del discriminatore arriva, attraverso un trasferitore di emettitore (Tr7) all'amplificatore di bassa frequenza. Il trasferitore di emettitore applica il segnale di audio frequenza all'amplificatore AF solo quando la corsa di ricerca ha sintonizzato il ricevitore su di una trasmittente. Durante la corsa di ricerca, il transistore Tr6 dello stadio multivibratore bistabile è conduttivo e la tensione al suo collettore è quasi nulla. La base di Tr7 non riceve, attraverso le resistenze R1 ed R2, alcuna tensione positiva di polarizzazione, per cui il trasferitore di emettitore rimane interdetto. Questo circuito silenziatore sopprime i disturbi e altri rumori durante la corsa di ricerca.

Da ultimo bisogna ancora discutere la funzione del diodo D3 in un ramo di reazione dello stadio multivibratore bistabile (Tr5 e Tr6). Esso agisce in modo che il multivibratore all'accensione si commuti sempre nello stesso stato, in cui Tr5 è blocato e Tr6 è conduttivo. A questo modo, all'accensione del ricevitore, l'azione di ricerca viene sempre resa esecutiva e l'apparecchio si sintonizza sul primo trasmettitore captato.

L'esecuzione pratica del commutatore elettronico rappresentato in fig. 3 in linea di principio, è mostrata in fig. 5. I due spazi collettore-emettitore dei transistori Tr8 e Tr9 son disposti in serie con la resistenza *R*, in parallelo al condensatore di carica. Alle basi di Tr8 e Tr9 arriva

Fig. 4 - Schema completo della ricerca stazioni elettronica con sintonia fine automatica. Il commutatore elettronico è rappresentato in particolare nella fig. 5.

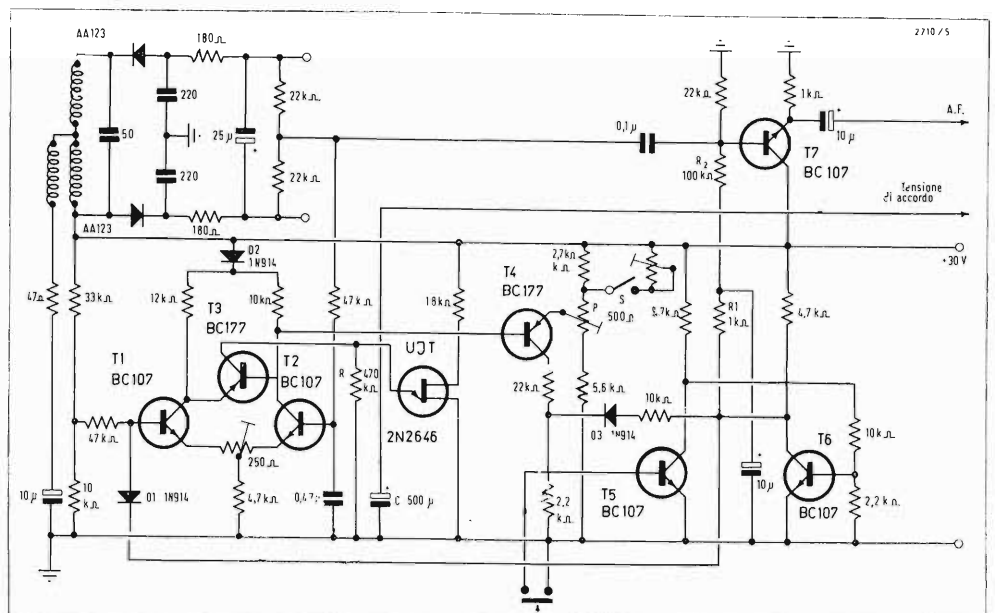
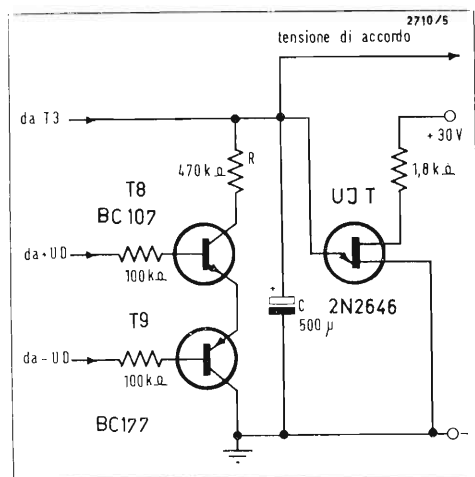
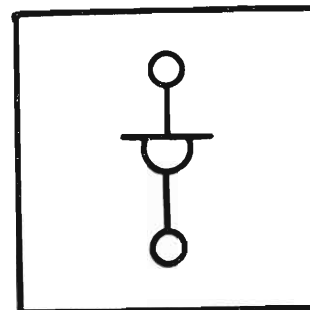



Fig. 5 - Realizzazione del commutatore elettronico.

la tensione rivelata somma U_D del rivelatore a rapporto, con polarità tale che lo spazio tra i due collettori diviene conduttivo, quando il rivelatore a rapporto fornisce una tensione rivelata somma. Questo commutatore elettronico supplementare è però necessario solo con i ricevitori di autoveicoli, perchè in condizioni normali, il circuito è molto sensibile e stabile contro le variazioni d'intensità di campo, anche senza questo commutatore elettronico.

Il dispositivo di ricerca stazioni descritto è stato sperimentato con un sintonizzatore O.U.C., che richiedeva una tensione di accordo da 4 a 16 V per accordare la gamma da 87 MHz a 100 MHz. Per applicazioni che si scostano da queste tensioni, bisogna dimensionare corrispondentemente lo stadio multivibratore monostabile.

Il tempo per una corsa di esplorazione viene determinato dal valore del condensatore *C* di carica e dalla grandezza della corrente costante, con la quale esso viene caricato. Nella realizzazione secondo la fig. 4, il tempo per un'esplorazione è di circa 8 secondi. Come indicatore di sintonia si può mettere al posto della resistenza *R* uno strumento a bobina mobile di alta resistenza, la cui scala sia tarata in MHz. È possibile anche impiegare un indicatore di frequenza o di canali digitale con tubi indicatori di cifre.

Bibliografia

1. Hans Keller: Un ricevitore O.U.C. con sintonia elettronica e ricerca automatica delle stazioni-Intermetall Sonderdruck 22/1963.
2. Hans Rasehorn: Una supereterodina per autoradio a O.U.C. con esplorazione di ricerca automatica-Funkschau 1968 - N. 19 - pag. 585-587.
3. Hans Tropper: Radioricevitore con ricerca stazioni di nuovo tipo-Radio Mentor Electronic 1970 - N. 9 - pag. 618-622.
4. Wilfried Wachholz: Dispositivo circuitale per la ricerca automatica delle stazioni e per la sintonia fine automatica in un ricevitore di alte frequenze - Deutsche Offenlegungsschrift 2 042 439.

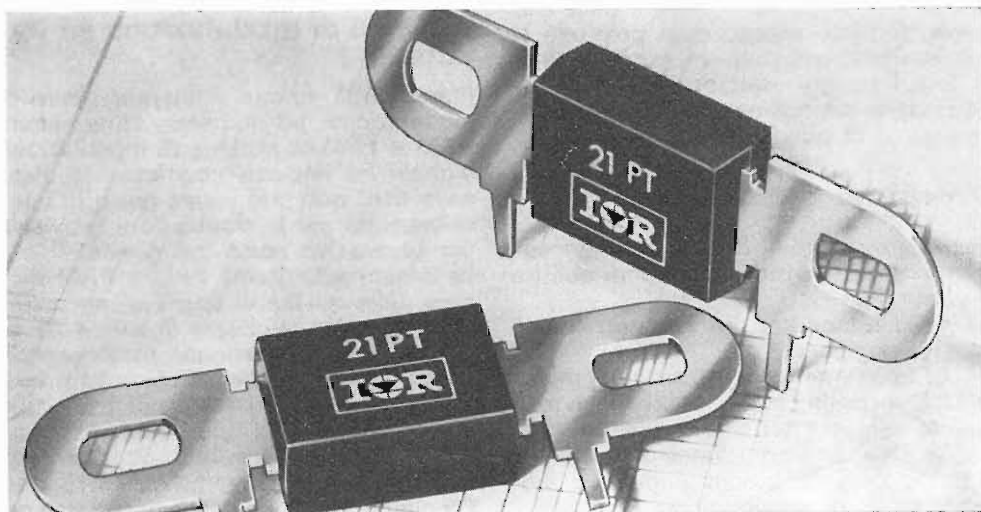
da Funkschau n. 9 1971

Nuovo diodo in plastica di potenza della I.R.

L'international Rectifier annuncia la produzione di un nuovo diodo a basso costo da 20 Amps, incapsulato in resina epossidica denominato 21PT.

Questo nuovo tipo di raddrizzatore di potenza è stato specificatamente progettato per applicazioni industriali a basso costo ed offre il massimo di flessibilità circuitale ed applicativa.

Per questo il componente è stato progettato sia per montaggio diretto su circuito stampato, sia per fissaggio a vite, grazie ai terminali forati di 4 mm. di diametro. Combinando la tecnica di incapsulamento a mezzo di materiali plastici con le tecniche utilizzate nella fabbricazione di diodi di alta potenza, l'International Rectifier è la prima ditta in grado di offrire nella versione plastica diodi di potenza incorporanti caratteristiche dinamiche notevoli, quali elevati valori di corrente di « surge » e I^2t, normalmente tipici dei diodi con sigillatura vetro-metallo e base filettata.

La nuova serie è offerta nella gamma di tensione da 50 a 800 Volt PRV e può essere richiesta sia all'International Rectifier che a qualsiasi suo distributore autorizzato.

a cura di A. Recla

Il sistema delle due portanti per il suono

di Siegfried Dinse

In vari articoli della rivista « Funkschau » fu trattata la possibilità di irradiare più canali sonori oltre a quello video. L'Istituto per le radio-diffusioni (IRT) di Monaco iniziò una ricerca di cui fa parte il presente articolo. Sono degni di nota gli esperimenti effettuati negli anni 1969-1970 con tre trasmettitori televisivi; i risultati sono descritti nel presente articolo.

Per diverse ragioni sussiste un interesse nella trasmissione di una o più portanti sonore aggiunte alla trasmissione televisiva. Per poter trasmettere informazioni sonore, il secondo canale dovrebbe essere anzitutto indipendente dal primo. Esso dovrebbe consentire la trasmissione di più conversazioni, utili ad esempio nella Svizzera, in Belgio, in Italia e nelle regioni di confine. Anche da noi troverebbe impiego un tale sistema durante le trasmissioni di Eurovisione oppure con film avente il commento in lingua originale. Naturalmente dovrebbero essere possibili anche trasmissioni stereo. Una buona trasmissione in stereo richiede al contrario della trasmissione di informazioni diverse, un piccolo ritardo di gruppo sia di ampiezza, sia di fase tra i due canali, mentre viceversa per una trasmissione dei due canali sonori, è richiesta una maggiore attenuazione della diafonia rispetto alla trasmissione in stereo.

Nel quadro degli studi per il CCIR e per l'EBU presso l'IRT di Monaco fu effettuata una serie di prove relativamente ai vari sistemi di trasmissione con più canali sonori. Fu proposto il sistema delle due onde portanti, poichè esso possiede le migliori proprietà di trasmissione rispetto a tutti i sistemi esaminati. Le aggiunte necessarie nel trasmettitore e nel ricevitore sono di poco conto.

Prospetto dei sistemi

Per la trasmissione di canali sonori aggiuntivi in televisione esistono quattro sistemi (fig. 1):

a) trasmissione con un secondo canale sonoro aggiunto,

b) trasmissione con un sistema multiplex; il secondo canale sonoro viene modulato con una portante ausiliaria,

c) sistema di modulazione ad impulso durante l'intervallo degli impulsi di sincronismo o di soppressione,

d) sistema di compressione istantanea nell'intervallo della soppressione verticale.

Sistema di compressione istantanea

Il sistema di compressione istantanea si prospetta per una trasmissione a più canali sonori per il futuro. Anche disponendo di speciali unità integrate il costo nei televisori domestici risulterebbe notevolmente maggiore che con gli altri sistemi.

Altre difficoltà si presentano specialmente per la soppressione dei disturbi in AF. L'attenuazione dei disturbi dei segnali di quadro e di quelli video è identica a quella nel canale AF. Un'attenuazione di, per esempio, 30 dB nel segnale video fornisce ancora una soddisfacente qualità di immagine, mentre un'attenuazione di 30 dB nei disturbi sonori è invece inammissibile. Utilizzando una compressione effettuata in trasmissione ed una corrispondente espansione in ricezione, si spera di ottenere un miglioramento nei disturbi AF di circa 15 dB. Così l'attenuazione dei disturbi sarebbe 30 + 15 = 45 dB. Questo però è il valore ottimo teorico, mentre in pratica l'attenuazione dei disturbi AF in caso di media e cattiva ricezione, risulterebbe inferiore a 40 dB. Intervengono inoltre disturbi derivanti da esigenze circuitali e da tolleranze e le ben note distorsioni del segnale AF che si formano nella compressione.

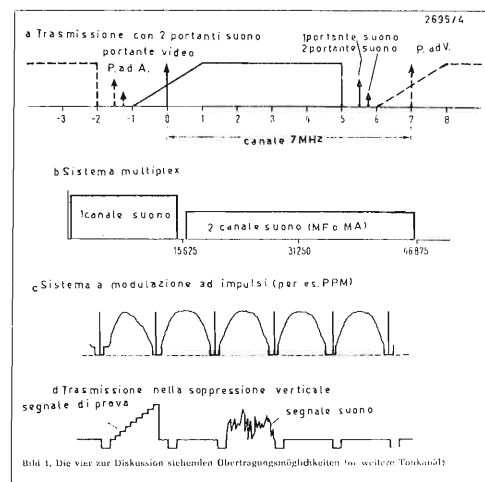
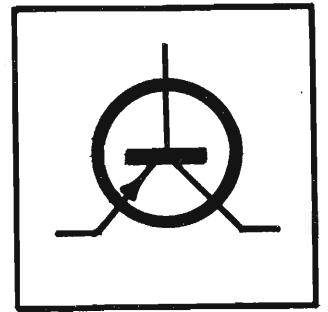
Sistema di modulazione ad impulso

Presso l'IRT furono effettuate prove di modulazione ad impulso con sistemi PAM e PPM. Il sistema di modulazione digitale ad impulso codificato studiato dalla BBC non può essere preso in considerazione per le trasmissioni televisive per l'eccessivo costo del ricevitore.

Le misure sul sistema PPM e PAM diedero delle qualità di trasmissione accettabili con una larghezza di banda AF di soli 7,5 kHz. Dal teorema fondamentale della modulazione deriva per la larghezza di banda la metà frequenza di riga e cioè circa 7,5 kHz. Con due impulsi per riga sarebbe perciò possibile ottenere una larghezza di banda anche qui di 15 kHz. Per ragioni di compatibilità questo sistema di modulazione ad impulsi si prospetta, per una trasmissione di più canali, per il futuro. Circa il 20% dei televisori odierni presenterebbero con il sistema PAM o PPM disturbi di sincronismo più o meno intensi nella gamma della AF. Le cause però non risiedono in un imperfetto funzionamento dello stadio separatore dell'impulso. Simili effetti potrebbero intervenire anche col sistema di trasmissione negli intervalli di soppressione verticale. Un più soddisfacente dimensionamento degli stadi di impulso senza eccessivo costo aggiuntivo, potrebbe eliminare questo effetto in tutti i televisori.

Il sistema multiplex

Il sitema multiplex con la portante ausiliaria modulata di frequenza presenta piccoli vantaggi rispetto al sistema MA. Opportunamente la portante ausiliaria ha il doppio della frequenza di quella di riga. In occasione della mostra mondiale in Osaka, i Giapponesi partirono con un sistema sperimentale a due canali sonori col sistema MF/MF. Anche le prove di confronto tra il sistema MF e MA misero in evidenza vantaggi nei riguardi della soppressione dei disturbi e della diafonia col sistema MF. Il fattore di distorsione (che in MF può raggiungere il 5%), la larghezza di banda AF e la trasmissione stereo sono migliori del sistema MA. Nelle nostre misure di confronto la com-

Fig. 1 - Le quattro possibilità di trasmissione di un canale sonoro aggiunto

pressione dinamica usuale nel sistema MF/MF fu esclusa poichè essa presenta gli stessi vantaggi per tutti i sistemi. Fino alla soppressione dei disturbi intercarrier, le misure dimostrarono una buona corrispondenza con i valori pubblicati dai Giapponesi. Nelle misure la deviazione esatta nel primo canale fu di ± 50 kHz e per il canale multiplex ± 25 kHz.

Con la modulazione con monoscopio, che genera disturbi di valore medio, la soppressione dei disturbi intercarrier nei televisori odierni corrisponde al valore intermedio di 44 dB. Col canale multiplex la soppressione dei disturbi è peggiore di circa 10 dB e perciò corrisponde mediamente a 35 dB. Il valore è così basso che i televisori ad intercarrier non si prestano nella trasmissione multiplex. Si dovette ricorrere a televisori con canale suono separato, che d'altronde presenterebbe un effettivo miglioramento anche per il canale sonoro unico.

Un altro inconveniente del sistema MF/MF si ha con la trasmissione stereo. Una variazione di livello del segnale mutiplex MF/MF di, per esempio, 1 dB produce una variazione del segnale modulato parimenti di 1 dB. Tuttavia il segnale di disturbo rimane costante essendo modulato in frequenza. Una variazione di livello di 1 dB corrisponde ad una diafonia destra-sinistra di 26 dB. Con tensioni di entrata variabili intervengono errori di livello dello stesso ordine di grandezza già nei televisori domestici.

Nonostante alcuni vantaggi del sistema MA, il sistema a modulazione di frequenza si distingue soprattutto per la migliore soppressione dei disturbi e la maggiore attenuazione della diafonia.

La trasmissione con un canale sonoro aggiunto

Nella ristretta scelta per una trasmissione con due canali, oltre al sistema multiplex MF/MF, esiste anche il sistema a due portanti indicato in *a*). Nelle seguenti considerazioni ci limitiamo a questi due sistemi.

Fra la prima portante suono (posta a 5,5 MHz) e l'inizio del canale adiacente superiore viene inserita una seconda portante sonora a 5,75 MHz parimenti modulata di frequenza. La fig. 1 mostra il comportamento per i sistemi CCIR, B e G. Naturalmente anche negli altri sistemi televisivi si trova un corrispondente posto per altre portanti sonore. La seconda portante sonora ha un'ampiezza inferiore di circa 6 dB. Fu necessario ridurre la potenza della seconda portante sonora tenuto conto dei disturbi nel canale adiacente superiore. In un canale proprio con potenze maggiori della seconda portante, subentrerebbero disturbi sia in video, sia in audio. Nella tabella 1 sono riportati dati riferentesi al sistema a due portanti. La frequenza della seconda portante suono non è esattamente 5,75 MHz, poichè la frequenza differenza di 250 kHz (senza offset) con modulazione incrociata disturba di più che 242 kHz (offset metà riga). Il valore 250 kHz è un multiplo intero della frequenza di riga. La potenza è inferiore di 1/4 rispetto alla potenza picco della trasmittente video. La deviazione, la larghezza di banda AF e la deaccentuazione sono identiche a quelle impiegate con canale unico. Per le misure riferentesi ai dati riportati, furono fatti funzionare il trasmettitore di laboratorio e due trasmettitori esterni.

Misure di compatibilità

Per le prove sulla compatibilità furono impiegati 20 televisori diversi (6 in colore e 14 in bianco-nero) con un segnale con due onde portanti suono. Con una sintonia esatta non intervennero praticamente disturbi dati dalla seconda onda portante suono. La fig. 2 mostra la soppressione del disturbo intercarrier del primo canale sonoro e la diafonia del secondo canale sonoro. Il valore medio della soppressione del disturbo intercarrier fu, con e senza la seconda portante suono, circa 44 dB. Per modulazione video fu impiegato il normale monoscopio.

La diafonia del secondo canale suono in confronto alla relativamente cattiva soppressione del disturbo del primo canale, fu così piccola che dovette venire misurata a parte. Praticamente per tutti i televisori essa fu oltre 50 dB. La seconda portante fu modulata con una deviazione massima di 50 kHz. Le prove dimostrarono inoltre che una diminuzione dell'ampiezza della portante suono di alcuni dB causa solo una piccola variazione nella soppressione dei disturbi come è dimostrato anche dalla curva della soppressione teorica del disturbo intercarrier in fig. 3.

Fino ad un rapporto video-suono di circa 1/40 il disturbo intercarrier non varia praticamente, al contrario diminuisce proporzionalmente all'ampiezza della portante suono. La soppressione di disturbo con demodulazione intercarrier per la prima portante suono con un rapporto suono/video di 1/10 è teoricamente uguale a quello della seconda portante con 1/40. Le misure confermano queste curve teoriche. Esse mostrano anche che un'ulteriore diminuzione della prima e naturalmente anche della seconda portante suono di, per esempio, 3 dB com-

Fig. 2 - Rapporto segnale/disturbo del primo canale suono e diafonia dal secondo canale suono su 20 televisori domestici.

Fig 3 - Rapporto segnale/disturbo con intercarrier e suono separato con limitazione ideale.

porta appena un peggioramento della soppressione del disturbo. Un abbassamento della potenza suono del trasmettitore di 3 dB è vantaggiosa per trasmettitori, convertitori e amplificatori di antenna e anche con televisori domestici ci sarebbe da aspettarsi una notevole diminuzione della modulazione incrociata tra la portante video e la prima portante suono. La soppressione teorica del disturbo intercarrier di 52 dB è peggiore che in alcuni televisori (fig. 2). La causa risiede nel fatto che per il calcolo della fig. 3 fu inserita la più sfavorevole modulazione video, mentre nelle misure fu impiegato il monoscopio che come disturbi, occupa una posizione mediana.

Aggiunte nel trasmettitore e nel ricevitore

Nella fig. 4 sono rappresentati gli schemi a blocchi di un trasmettitore e di un televisore; le righe punteggiate rappresentano le aggiunte necessarie per il sistema a due portanti. Nel trasmettitore si rende necessario uno stadio per il suono dissintonizzato di 250 kHz e collegato col primo tramite un attenuatore di 6 dB o un accoppiatore da 3 dB. Ambedue le portanti suono amplificate in comune nello stadio finale sono inviate all'antenna. Una aggiunta della seconda portante suono sarebbe già possibile in maniera semplice anche in molti trasmettitori televisivi attuali. La larghezza di banda e la linearità degli stadi finali è così buona che le due portanti suono possono venire trasmesse senza disturbi.

Le aggiunte necessarie nei televisori si limitano ad un amplificatore a FI per il secondo canale suono su 5,75 MHz commutabile mediante commutatore che invia la tensione di alimentazione al primo o al secondo amplificatore FI-suono.

Con le trasmissioni stereo data la necessaria separazione MS occorre una dematrice che consta unicamente di uno stadio di addizione e di sottrazione. Per l'indicazione della commutazione automatica nel ricevitore si potrebbe impiegare l'onda pilota.

Misure di irradiazione

Prove di corto circuito in laboratorio dimostrarono che il primo e il secondo canale suono posseggono praticamente la stessa qualità di trasmissione. Rimase però non chiaro se durante la trasmissione dal trasmettitore al ricevitore a causa di riflessioni o altri effetti di irradiazione, potessero venire influenzate ambedue le portanti suono. Anzitutto influenze diverse su ambedue le portanti portano a proprietà di trasmissione favorevole per la stereo.

Su questo principio furono effettuate varie misure di irradiazione su tre trasmettitori televisivi e precisamente:

1969 nella banda IV/V (trasmettitore Heidelberg) 20 kW;
1970 in banda III (trasmettitore Donnesberg) 10 kW;
1970 in banda I (trasmettitore Biedenkopf) 10 kW;
oltre alle misure per la proprietà stereo furono naturalmente misurati tutti gli altri parametri di qualità.

Per poter studiare solo gli effetti di irradiazione allo scopo di eliminare gli errori in ricezione, le misure furono effettuate con un televisore di alta efficienza avente un canale sonoro separato. Nelle misure particolarmente designate per demodulazioni intercarrier fu impiegato un televisore intercarrier di media qualità. In alcuni posti furono effettuate anche misure con convertitori.

Riassumendo è possibile dire che l'irradiamento non ha portato ad altre conseguenze. I valori di misura corrisposero a quelli di laboratorio. Sia nella banda IV/V, sia nella I/III intervennero peggioramenti nella qualità stereo ossia la prima e la seconda portante non subiscono una diversa influenza. Un peggioramento nella seconda portante con sfavorevoli condizioni di ricezione fu sempre in relazione con un corrispondente peggioramento nel primo canale.

Siccome non intervenne praticamente alcuna differenza essenziale nelle varie bande, tutti i risultati di misura sono raccolti rappresentando il loro corrispondente valore medio. Durante le misure sui tre trasmettitori furono raggiunti oltre 40 posti e furono effettuate oltre 3.000

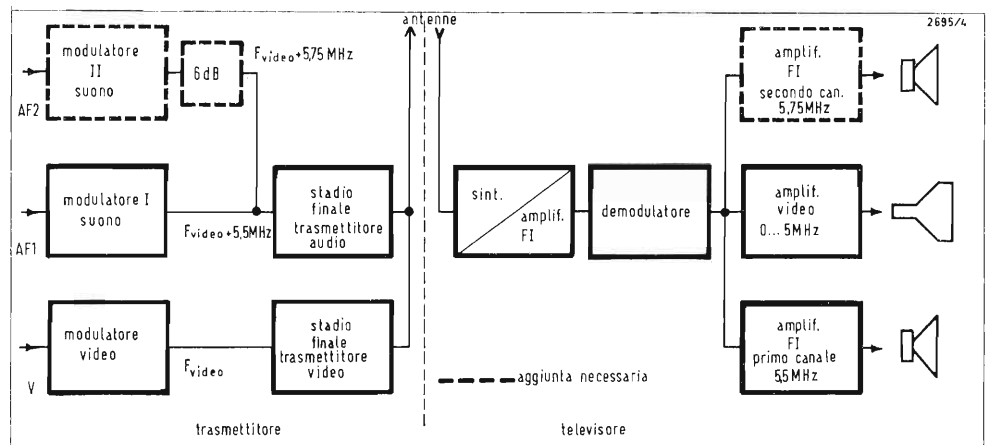
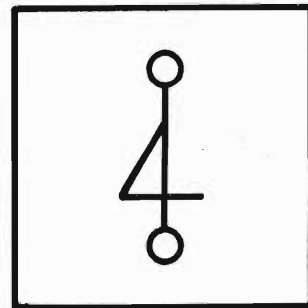



Fig. 4 - Schema a blocchi di un trasmettitore

misure singole, alcune di esse con diversa precisione e cioè furono osservate diverse qualità dell'immagine con collegamenti in vista diretta e in zona marginale.

Diafonia

	Canale 2-1	Canale 1-2
con 1 kHz	> 65 dB	62 dB
con 10 kHz	57 dB	51 dB

Anche con convertitori i valori rimasero oltre i 50 dB.

Rapporto segnale/disturbo

	Suono separato	Suono intercarrier
I Portante suono	59	46
II Portante suono	56	44
Canale multiplex MF/MF	46	34

Con televisori intercarrier il rapporto fu per la prima portante di solo 2 dB, per il televisore con canale suono separato, di 3 dB. Con un buon televisore intercarrier fu possibile raggiungere per il primo canale (fig. 2) valori attorno a 50 dB.
I corrispondenti valori di confronto per il secondo canale col sistema multiplex MF/MF (ultima riga) sono peggiori di circa 10 dB rispetto al primo canale e con televisore intercarrier con 34 dB sono praticamente inutilizzabili.

Distorsione e prodotti di intermodulazione

Per ambedue i canali < 0,5%.
Caratteristiche stereo:
differenza di ampiezza dei due canali, < 2%;
differenza di fase dei due canali, < 0,4%; ciò corrisponde, con separazione *D* e *S* del segnale AF, ad una diafonia destra-sinistra di circa 40 dB;
larghezza di banda: uguale a quella del primo canale.

Confronto riassuntivo

Dai risultati di misura esaminati risulta che il sistema con due portanti è il favorito. Il sistema multiplex MF/MF è evidentemente peggiore.
La tabella 2 mostra un prospetto generale dei più importanti parametri per questi due sistemi: + significa vantaggio, – svantaggio.
1) Banda AF in MF solo 12 kHz.
2) Il rapporto segnale/disturbo del II canale AF col sistema MF/MF è peggiore di 10 dB. Non è possibile la modulazione intercarrier con MF/MF.
3) La distorsione per il sistema MF/MF aumenta, su circa 8 kHz, a circa 5%. Questo cattivo valore risulta dalla necessaria limitazione dello spettro MF.
4) La diafonia dal primo al secondo canale con MF/MF è peggiore di circa 10 dB (in teoria anche più di 50 dB) rispetto al sistema con due onde.
5) La compatibilità sulla figura con sintonia ottima del televisore è uguale per ambedue i sistemi. Con una dissintonizzazione > 200 kHz il disturbo causato dalla seconda portante è alquanto maggiore che nel sistema MF/MF. Non interviene disturbo nel canale adiacente superiore causato dalla seconda portante suono. Nelle bande IV/V e nelle bande I/III, esso rimane nelle tolleranze ammissibili.
6) La diafonia stereo fra *S* e *D* è migliore di 10 dB col sistema delle due portanti.
7) Le aggiunte necessarie per MF/MF non sono maggiori che nel sistema a due portanti. Inoltre vengono impiegati dei componenti immediatamente disponibili; così pure nel trasmettitore. Dato che la potenza del trasmettitore suono deve venire aumentata è avvantaggiato il sistema MF/MF essendo necessario un solo codificatore.
Con varie prove sulla compatibilità dei televisori odierni furono trasmessi per vari giorni programmi con o senza modulazione del secondo canale. Arrivarono circa 10 lamentele e la maggioranza dei televisori presentarono sull'immagine disturbi di modulazione incrociata derivanti particolarmente da falsa sintonizzazione. Il piccolo numero di lamentele con questa prova dimostrò la buona compatibilità del sistema delle due portanti come risulta dalla tabella 1. Inoltre esiste la possibilità in alcuni trasmettitori di cominciare subito le prove poichè praticamente non occorrono televisori speciali, bastando solo qualche componente.
Prove di trasmissione col sistema multiplex MF/MF su ambedue le portanti non risultarono praticamente difficili. Si potrebbe più tardi trasmettere su ambedue le portanti quattro segnali AF diversi, due dei quali però con qualità inferiore.

Tabella 1 - Confronto misure dei due sistemi.

	2 Onde portanti suono	Canale multiplex MF/MF
Larghezza banda AF	+ 15 kHz	– 12 kHz
Rapporto segnale/disturbo Intercarrier	+ 44 dB	– 34 dB
Suono separato	+ 56 dB	– 46 dB
Distorsione Intermodulazione	+ < 0,5%	– fino a 5%
Diafonia Canale 1-2	+ > 50 dB	– > 40 dB
Canale 2-1	> 55 dB	> 52 dB
Compatibilità Immagine	– buona	+ migliore
Suono	+ vedi diafonia	–
Diafonia stereo	+ > 40 dB	– > 30 dB
Aggiunte Televisore	+ 2 amplificatori FI suono	– Decoder MF/MF
Trasmettitore	– 2 stadi pilota suono	+ Codificatore MF/MF

Studio analitico generale del filtro a traliccio

di C. Belocchi

Si riassumono alcune caratteristiche del filtro a traliccio confrontandole con quelle di altre reti.

1. Introduzione

La trattazione più generale è svolta nei testi classici attraverso il teorema di reattanza. Comunque, specie per il filtro a traliccio, tale analisi non ha teoricamente uno sviluppo completo quando si considera, al di là del caso ideale con pure reattanze, la presenza di perdite resistive non proporzionali alle reattanze stesse. Così pure quando si vuol stabilire sulla base di prefissate caratteristiche della funzione fase/frequenza $B(\omega)$ e della funzione ampiezza/frequenza $A(\omega)$ gli elementi costitutivi del filtro. Il progetto deve quindi essere completato con la guida di grafici, parte dei quali rappresenta certi aspetti dei termini del polinomio esprimente l'impedenza $Z(\omega)$.

Questa trattazione nei termini semplici dell'algebra del campo complesso, permette di considerare in modo più immediato l'aspetto fisico del comportamento del filtro.

Invero, pur perdendo il carattere di generalità, sarà sempre evidente il collegamento con la trattazione classica attraverso il teorema di reattanza per un verso e le funzioni iperboliche come sintesi esplicativa di un certo linguaggio algebrico. In tal senso questa discussione ne permette il più logico raggiungimento.

2. Analisi circuitale

Esaminando la struttura a traliccio o a ponte di una rete (fig. 1) si hanno le seguenti equazioni dei nodi e dei rami, stabilendo note le impedenze e la tensione applicata:

$$
(1)\quad
\begin{aligned}
&Z_a i_1 + Z_5 i_5 - Z_b i_2 = 0\\
&Z_c i_3 - Z_5 i_5 - Z_d i_4 = 0\\
&Z_b i_2 + Z_d i_4 - V = 0\\
&i_1 - i_5 - i_3 = 0\\
&i_2 + i_5 - i_4 = 0
\end{aligned}
$$

per cui il determinante D è dato da:

$$
(2)\quad
\begin{vmatrix}
Z_a & -Z_b & 0 & 0 & Z_5\\
0 & 0 & Z_c & -Z_d & -Z_5\\
0 & Z_b & 0 & Z_d & 0\\
1 & 0 & -1 & 0 & -1\\
0 & 1 & 0 & -1 & 1
\end{vmatrix} =
$$

$$
= Z_aZ_bZ_5 + Z_aZ_bZ_c + Z_aZ_bZ_d + Z_aZ_cZ_d + Z_aZ_dZ_5 + Z_bZ_cZ_d + Z_bZ_cZ_5 + Z_cZ_dZ_5 = D.
$$

Permutando ordinatamente nel determinante le colonne con i termini noti si ha:

$$
(3)\quad
\begin{aligned}
D_1 &= V(Z_bZ_5 + Z_bZ_c + Z_bZ_d + Z_dZ_5)\\
D_2 &= V(Z_aZ_5 + Z_aZ_c + Z_aZ_d + Z_cZ_5)\\
D_3 &= V(Z_aZ_d + Z_bZ_5 + Z_bZ_d + Z_dZ_5)\\
D_4 &= V(Z_aZ_c + Z_aZ_5 + Z_bZ_c + Z_cZ_5)\\
D_5 &= V(Z_bZ_c - Z_aZ_d)
\end{aligned}
$$

e risolvendo per le correnti

$$
(4)\quad
\begin{aligned}
i_1 &= D_1/D\\
i_2 &= D_2/D\\
i_3 &= D_3/D\\
i_4 &= D_4/D\\
i_5 &= D_5/D\,.
\end{aligned}
$$

Rendendo simmetrica la struttura a traliccio e considerando solo pure reattanze $Z_a = Z_d$ e $Z_b = Z_c$ ed inoltre Z_5 reale e uguale a R_5, l'espressione di V_5 (fig. 2a) diviene: $V_5 = (D_5/D)R_5$ e cioè:

$$
(5)\quad V_5 = \frac{(Z_b^2 - Z_a^2)R_5}{2Z_aZ_bR_5 + R_5(Z_a^2+Z_b^2) + 2(Z_aZ_b^2+Z_a^2Z_b)}\,V
$$

La condizione $Z_a = Z_b$ è quella di equilibrio del ponte (analoga a quella del ponte di Wheatstone).

Ricordando che il prodotto di un numero n di fattori immaginari è reale per n pari e immaginario per n dispari e volendo conseguire l'uguaglianza vettoriale

$$(6)\quad \overline{V_5} = \overline{V},$$

deve porsi unitaria la frazione a secondo membro della (5) e cioè:

$$
(7)\quad R_5(Z_b^2 - Z_a^2) = 2Z_aZ_bR_5 + R_5(Z_a^2 + Z_b^2) + 2Z_aZ_b(Z_a + Z_b)
$$

Si deduce che:

$$(8)\quad (Z_a + Z_b)\cdot 2Z_aZ_b = 0$$

Ossia:

$$(9)\quad Z_a = -Z_b$$

per cui, sostituendo alle pure reattanze Z_a e Z_b i simboli X_a e X_b, dalla (8) si ha: $2K^2(\pm JX_a \mp JX_b)$ ove

$K^2 = (\pm JX_a)\cdot(\mp JX_b) = X_aX_b$

è reale e positivo alla condizione che le reattanze abbiano segno opposto secondo la (9). Sarà quindi:

$|X_a| = |X_b|$.

La (7) diviene pertanto:

$$R_5(-X_b^2+X_a^2) - 2R_5K^2 - R_5(-X_a^2-X_b^2) = 0$$

che si risolve alla condizione

$$(10)\quad R_5 = K \text{ per } X_a = \pm R_5 \text{ e } X_b = \mp R_5$$

cioè la condizione scaturita dalla (8) è verificata anche nella parte reale della (7).

L'uguaglianza dei moduli può definire invece la premessa per un filtro «passatutto» per cui $\overline{V_5}$ si differenzia solo in fase rispetto a $\overline{V}$.

La (6) diviene:

$$(11)\quad |V_5| = |V|$$

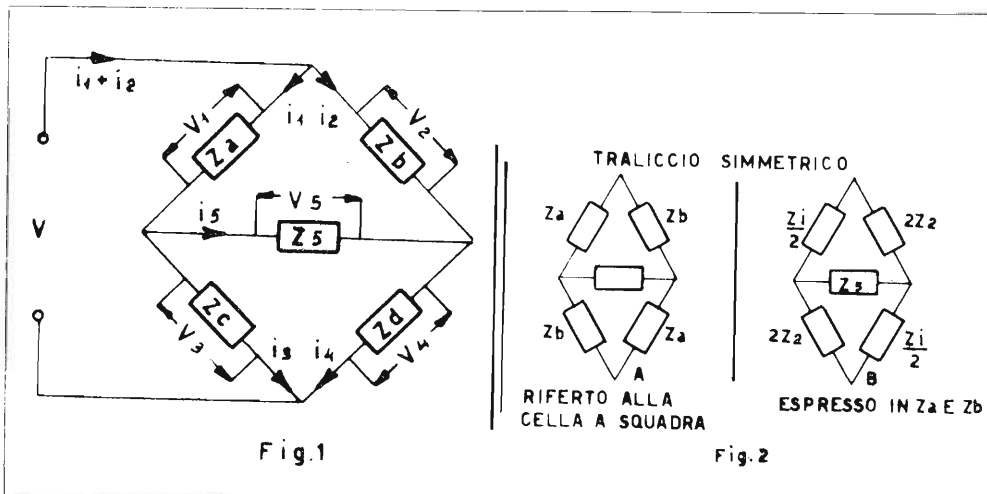
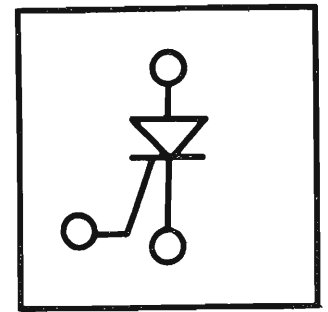
e la (7)

$$(12)\quad |R_5(Z_b^2 - Z_a^2)| = |2Z_aZ_bR_5 + R_5(Z_a^2 + Z_b^2) + 2Z_aZ_b(Z_a + Z_b)|$$

che è soddisfatta alla condizione (10) già vista in precedenza e cioè per $X_aX_b = R_5^2$.

Quadrando e riducendo si ha:

Fig. 1

Fig. 2

(13) $R_5^2(X_a^4 + X_b^4 - 2R_5^4) -$
$- 4R_5^6 - R_5^2(-X_a^2 - X_b^2)^2 -$
$- 4R_5^4(-X_b^2 - X_a^2) -$
$- 4R_5^4(X_b^2 + X_a^2 - 2R_5^2) = 0\,.$

Analogamente al caso precedente espresso dalla (6), la condizione $X_aX_b = R_5^2$ sta ad indicare che il filtro non ha a prima vista alcuna attenuazione. Inoltre:

$$(14)\quad Z = \frac{V}{i_1 + i_2} = \frac{VD}{D_1 + D_2} = $$
$$= \frac{2Z_aZ_b(R_5+Z_b+Z_a) + R_5(Z_a^2+Z_b^2)}{2(R_5Z_b+Z_aR_5+Z_aZ_b) + Z_a^2+Z_b^2}$$

che risolta per $Z = R_5$ dà la condizione iterativa e cioè:

$2R_5^2Z_b + 2Z_aR_5^2 + 2Z_aZ_bR_5 =$
$= 2Z_aZ_b(R_5 + Z_b + Z_a).$

(15) $R_5^2(2Z_b + 2Z_a) = 2Z_aZ_b(Z_a + Z_b).$

Quindi:

(16) $Z = Z_K = R_5 = \sqrt{Z_aZ_b} = \sqrt{X_aX_b}$

Z_K è l'impedenza iterativa con le reattanze imposte dalla condizione $Z = R_5$ che è reale e pari a $\sqrt{X_aX_b}$ (app. 1).

La condizione (16) è molto semplice in confronto a quella relativa alle strutture a T e π. Finora si è considerata la struttura a traliccio come un quadripolo nel quale le condizioni poste dalla (11) sono risolte con la relazione (16) soddisfatta per infiniti valori del prodotto X_aX_b. Invece nelle strutture T e π, la maggiore complessità algebrica dell'impedenza iterativa ne vincola anche il rapporto assegnando per X_a e X_b un valore prestabilito (app. 2).

In tal senso, in quelle strutture, il sistema iterativo, dipendentemente dal variare, dell'impedenza iterativa nel campo reale relaziona una sola espressione della $B(\omega)$ per la condizione di uguaglianza dei moduli fra tensioni di ingresso e di uscita o fra correnti di ingresso e di uscita. Un filtro in tale zona di funzionamento non ha attenuazione e la funzione di propagazione γ è immaginaria (app. 3).

Per definire la struttura a traliccio occorre invece definire separatamente i singoli valori di X_a e X_b osservando il loro comportamento nella funzione di propagazione. La caratteristica saliente della struttura a traliccio sta quindi nel fatto che la funzione dell'impedenza Z_0 (16) è indipendente dalla funzione di propagazione (1), mentre nelle strutture a T e π l'una non può prescindere dall'altra. I filtri in M in tal rispetto offrono una maggiore flessibilità rispetto alle celle a K costante, ma non svincolano fra loro le due funzioni in questione.

In tal senso la struttura a traliccio offre per un certo aspetto una vasta scelta di possibilità.

Il comportamento delle correnti di entrata e di uscita del traliccio è:

$$(17)\quad \frac{i_1 + i_2}{i_5} = \frac{D_1 + D_2}{D_5}$$

e per le (3) e (16)

$$(18)\quad \frac{i_1 + i_2}{i_5} = $$
$$= \frac{2(Z_b\sqrt{Z_bZ_a} + Z_aZ_b + Z_a\sqrt{Z_aZ_b}) + Z_a^2 + Z_b^2}{Z_b^2+Z_a^2}$$

e separando la parte reale Re e il coefficiente della parte immaginaria Im:

$$(19)\quad Re = \frac{2Z_aZ_b + Z_a^2 + Z_b^2}{Z_b^2 - Z_a^2}$$

$$(20)\quad Im = \pm \left| \frac{2\sqrt{Z_aZ_b}(Z_a + Z_b)}{Z_b^2 - Z_a^2} \right|$$

cioè la (17) si può scrivere:

$$\frac{i_1 + i_2}{i_5} = Re + J\,Im = e^{\gamma}$$

con la condizione $\gamma = \alpha + J\beta$

e quindi:

$e^{\gamma} = e^{\alpha} \cdot e^{J\beta} = \rho\cos\beta + \rho J \operatorname{sen}\beta$

Allora è:

$Re = \rho\cos\beta$

e

$Im = \rho\operatorname{sen}\beta\,.$

Semplificando le (19) e (20) si ha rispettivamente:

$$(21)\quad \rho\cos\beta = \frac{Z_a + Z_b}{Z_b - Z_a}$$

e

$$(22)\quad \rho J\operatorname{sen}\beta = \frac{2\sqrt{Z_aZ_b}}{Z_b - Z_a}$$

Quindi è:

$$(23)\quad e^{\gamma} = \frac{Z_a + Z_b + 2\sqrt{Z_aZ_b}}{Z_b - Z_a} = $$
$$= \frac{(\sqrt{Z_a} + \sqrt{Z_b})^2}{Z_b - Z_a}$$

dividendo per Z_a e sviluppando il binomio al denominatore si ha:

$$(24)\quad e^{\gamma} = \frac{\sqrt{Z_b/Z_a} + 1}{\sqrt{Z_b/Z_a} - 1}$$

che risolta dà:

$$(25)\quad \sqrt{\frac{Z_b}{Z_a}} = \frac{e^{\gamma} + 1}{e^{\gamma} - 1}$$

ma

$$(25\text{ bis})\quad \operatorname{tangh}\frac{\gamma}{2} = \frac{e^{\gamma} - 1}{e^{\gamma} + 1}$$

da cui

$$(26)\quad \gamma = 2\operatorname{arc\,tangh}\sqrt{\frac{Z_a}{Z_b}}$$

Assegnando alla (16) i criteri già visti in app. 2 alla condizione $Z_a = n\,Z_a'$ e $Z_b = Z_b'/n$ dalla (26) si ha:

$$(27)\quad \gamma = 2\operatorname{arc\,tangh}\frac{1}{n}\sqrt{\frac{Z_a}{Z_b}}$$

(16) $Z_0 = \sqrt{Z_aZ_b}$

per cui a differenza delle celle in T e π un filtro a traliccio di impedenza Z_0 può avere soluzioni indipendenti circa la caratteristica γ.

3. Considerazioni alle frontiere

Le (16) e la (23) o (26) consentono di determinare:

a) funzione di propagazione

b) funzione dell'impedenza caratteristica Z_0

c) frontiere (zona passante e zona attenuata).

a) γ è funzione del rapporto delle due reattanze X_a e X_b; esso è reale (reattanze dello stesso segno) o immaginario (reattanze di segno opposto). Nel primo caso γ sarà reale (zona attenuata).

Nel secondo caso dalla (24) si ha $\gamma = J\beta$ (zona passante) e cioè:

$$(28)\quad e^{J\beta} = \frac{\sqrt{Z_b/Z_a} + 1}{\sqrt{Z_b/Z_a} - 1}$$

che diviene

$$(29)\quad e^{J\beta} = e^{J\left\{\left(\operatorname{arc\,tang}\frac{I_m\sqrt{Z_b/Z_a}}{1}\right) - \left(\operatorname{arc\,tang}\frac{I_m\sqrt{Z_b/Z_a}}{-1}\right)\right\}} =$$
$$= 1\,.\quad \Big/\left(\operatorname{arc\,tang}\frac{I_m\sqrt{Z_b/Z_a}}{1}\right) - \left(\operatorname{arc\,tang}\frac{I_m\sqrt{Z_b/Z_a}}{-1}\right)$$

Tale risultato è dato anche direttamente dalla (26) essendo il termine $\sqrt{Z_b/Z_a}$ ed il suo reciproco espressi da:

(1) I termini propagazione e impedenza caratteristica sono impiegati per generalizzazione ponendo mente alla teoria delle linee.

$$(30) \quad \pm J \left| \sqrt{\frac{Z_b}{Z_a}} \right| \text{ e } \mp J \left| \sqrt{\frac{Z_a}{Z_b}} \right|.$$

Quindi ricordando che:

$$(30\ bis) \quad \frac{\operatorname{senh} JX}{\cosh JX} = \frac{J \operatorname{sen} X}{\cos X} = J \operatorname{tang} X$$

si avrà:

$$(31) \quad J\beta = 2 \operatorname{arc\,tang} \sqrt{Z_a/Z_b}$$

ed

$$e^{J\beta} = 1 \angle 2 \operatorname{arc\,tang} \sqrt{Z_a/Z_b}$$

con l'identità fra gli argomenti delle (29) e (31).

b) La condizione per $\gamma = J\beta$ regge quella di Z_0 reale come già visto nella (16).

c) Ogni qualvolta $(Z_b/Z_a) >< 0$ si stabilisce una frontiera rispettivamente fra zona attenuata e zona passante. Infatti per le (24) e (16) γ cambia da reale a immaginario e Z_0 da immaginario a reale. Considerando che dal valore di zero o di infinito assunto da una reattanza $Z(\omega)$ precedono e seguono valori di segno contrario, le condizioni della struttura a traliccio possono essere interpretate esaminando i valori assunti da Z_a e Z_b secondo la seguente tabella:

Considerazioni relative alle funzioni γ e Z_0

Tra i legami analitici che collegano Z_0 e γ ve ne sono alcuni che evidenziano condizioni tipiche.

d) La condizione definita con:

$$(32) \quad Z_0^k = \sqrt{Z_a Z_b} = R$$

dove R è una costante, pone Z_0 indipendente dalla frequenza. Esprimendo Z_b in funzione di R e sostituendo nella (26) si ha:

$$(33) \quad \gamma_0^K = 2 \operatorname{arc\,tangh} \frac{Z_a}{R}$$

o anche

$$(33\ bis) \quad \gamma_0^K = 2 \operatorname{arc\,tangh} \frac{R}{Z_b}$$

e per $\gamma = J\beta$ si ha:

$$(34) \quad e^{J\beta^k_0} = 1/\operatorname{arctang}(R/Z_B) \text{ (zona pass.)}$$

Nelle (33) la correzione della $B(\omega)$ dipende dalla sola reattanza Z_a o Z_b indifferentemente, in quanto esse sono fra loro complementari rispetto R; $A(\omega)$ risulta invece costante essendo tale Z_0. In tal senso le funzioni $A(\omega)$ e $B(\omega)$ sono indipendenti. L'andamento di quest'ultima può essere impostato secondo le conclusioni tratte dalle (33) convenientemente sviluppate.

e) Un'altra proprietà per la struttura a traliccio è quella di considerare Z_a e Z_b reciproche rispetto ad R^2.

La (16) diviene:

$$(35) \quad Z_0^* = \sqrt{\frac{R^2}{Z_a} \cdot \frac{R^2}{Z_b}} = \frac{R^2}{Z_0}$$

e la (24)

$$(36) \quad e^{\gamma^*} = \frac{\sqrt{\frac{R^2/Z_b}{R^2/Z_a}} + 1}{\sqrt{\frac{R^2/Z_b}{R^2/Z_a}} - 1} = \frac{1 + \sqrt{\frac{Z_b}{Z_a}}}{1 - \sqrt{\frac{Z_b}{Z_a}}}$$

o anche

$$(37) \quad \gamma^* = 2 \operatorname{arc\,tangh} \sqrt{\frac{Z_b}{Z_a}}.$$

La funzione γ^* espressa in (37) ha la parte immaginaria spostata $\pm\pi$ rispetto la (26). Se $Z_0 = Z_0^*$ scambiando Z_a e Z_b di fig. 2a), la funzione di propagazione γ (26) diviene γ^* secondo la (37).

Casi	Valori di $Z(\omega)$ $\omega = \infty$ Z_a	Z_b	Considerazioni alla pulsazione ω_f	Frontiere o comportamento del filtro	Z_0	γ
1	0	0	Z_a e Z_b hanno lo stesso segno	Confluenza di due zone attenuate	0	
2	0	finita	Z_a cambia segno	Frontiera	0	
3	0	∞	Z_a e Z_b hanno segno contrario; ambedue cambiano segno	Confluenza di due zone passanti	Re	Im
4	finite		Z_a e Z_b hanno lo stesso segno; oppure	Zona attenuata	Im	Re
			hanno segni opposti	Zona passante	Re	Im
5	finita	0	Vedi caso 2		0	
6	finita	∞	Vedi caso 2			
7	∞	0	Vedi caso 3		Re	Im
8	∞	finita	Vedi caso 2			
9	∞	∞	Vedi caso 1			Re

4. Conclusione

Poichè la struttura a traliccio permette l'indipendenza delle funzioni Z_0 e γ che riflettono in senso più generale quella fra $A(\omega)$ e $B(\omega)$, essa rende teoricamente possibile l'attuazione di filtri con caratteristiche non raggiungibili con altre strutture. Come esempio è sufficiente considerare le caratteristiche di un filtro in M per il quale non è possibile realizzare una funzione Z_0 uniforme parimenti a frontiere non ripide, mentre nella struttura a traliccio le caratteristiche $A(\omega)$ in zona attenuata e di $B(\omega)$ in zona passante dipendono solo dal comportamento della funzione γ nel campo complesso. Quindi qualunque filtro simmetrico può essere ricondotto al tipo a traliccio le cui considerazioni analitiche sono le più generali per le reti simmetriche.

APPENDICE

1) L'impedenza iterativa Z_K in una struttura simmetrica si identifica con l'impedenza immagine. Univocamente tale condizione è rappresentata dall'impedenza caratteristica Z_0 concettualmente analoga a quella di una linea uniforme e priva di perdite, di lunghezza infinita o di lun-

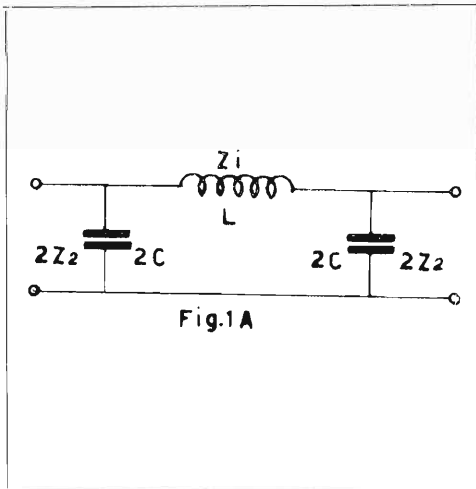
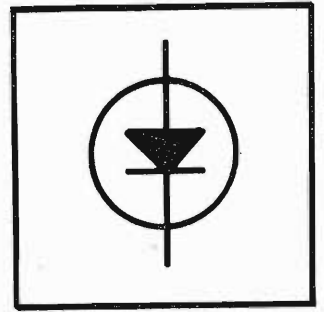



Fig.1A

ghezza finita ma chiusa ad un estremo su una resistenza di valore uguale a Z_0. Considerando infatti la relazione dell'impedenza iterativa di in filtro in π a K costante (fig. 1A) sarà (app. 2 - (1a):

$$Z_{K\pi} = \frac{Z_1 Z_2}{\sqrt{Z_1 Z_2 + Z_1^2/4}} = \frac{L/C}{\sqrt{L/C + (J\omega L)^2/4}}$$

Nel caso che si consideri una cella elementare (con elementi infinitesimali $l\,dx$ e $c\,dx$, essendo l = induttanza per unità di lunghezza e c = capacità per unità di lunghezza) di una linea uniforme priva di perdite, se ne determina l'impedenza iterativa, che coincide con l'impedenza caratteristica Z_0 della linea stessa mediante la formula

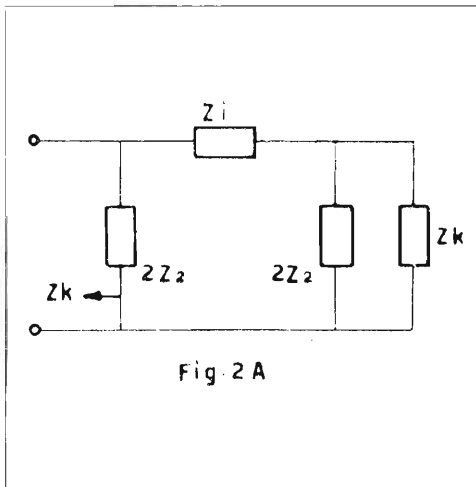



Fig 2A

$$\lim_{\substack{L\to 0\\ C\to 0}} Z_{K\pi} = \lim_{\substack{L\to 0\\ C\to 0}} \left[\frac{L/C}{\sqrt{L/C + (J\omega L)^2/4}}\right] = \sqrt{L/C} = Z_0$$

2) Considerando l'impedenza iterativa Z_K di una cella in π di un filtro in K costante in cui $Z_a = Z_1$ e $Z_b = 2Z_2$ si ha (fig. 2A):

$$Z_{K\pi} = \cfrac{1}{1/2Z_2 + \cfrac{1}{Z_1 + \cfrac{1}{1/2Z_2 + 1/Z_{K\pi}}}} = \frac{Z_1 Z_2}{\sqrt{Z_1(Z_2 + Z_1/4)}}.$$

Supponendo per semplicità Z_1Z_2 = costante, le condizioni relative alla frontiera $Z_1 = -4Z_2$ cambiano a seconda della scelta dei valori delle coppie Z_1 e Z_2. Cioè ponendo:

(2a) $Z_1 = nZ_1'$ e $Z_2 = (Z_2'/n)$

si ha:

(3a) $Z_1Z_2 = nZ_1'(Z_2'/n) = Z_1'Z_2'$

ove n è reale e positivo.

Esprimendo il denominatore Z_K in Z_1' e Z_2' questi diviene:

(4a) $Z_1'\left[Z_2' + \frac{Z_1'}{4}\right] =$

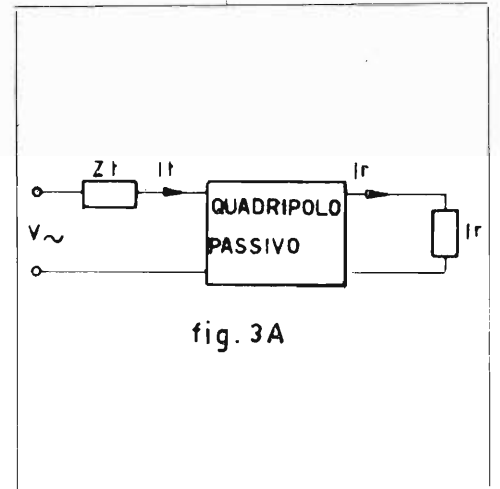
(5a) $= (Z_1/n)\left[nZ_2 + \frac{Z_1}{4n}\right]$

che si annulla per

(6a) $Z_1 = -4nZ_2$.

Cioè la frequenza di frontiera è proporzionale a n e quindi dipende dai quozienti fra le impedenze secondo la 2a).

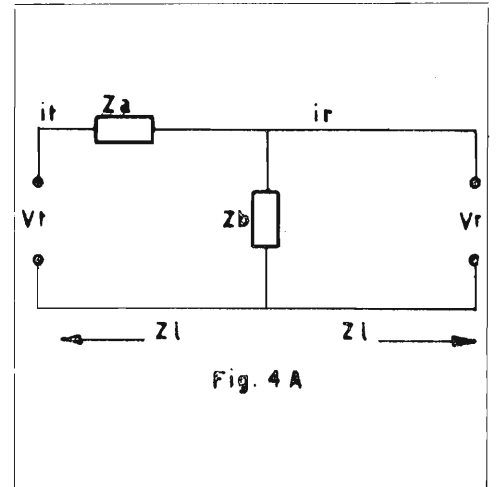
3) La struttura di fig. 1 per il suo carattere di genericità può essere rappresentata con un quadripolo qualsiasi (fig. 3A) nel quale le tensioni e le correnti sono legate fra loro da parametri, cioè da coefficienti numerici e da impedenze (suscettanze) che dipendono dalla struttura interna del quadripolo. La trattazione classica offre la relazione generale del rapporto fra le correnti di ingresso e di uscita del quadripolo in funzione di tali parametri. Da tale relazione si può esprimere la (7a), che è sviluppata in funzione di cinque termini ciascuno dei quali determina l'influenza del quadripolo sulla corrente in uscita. Tali termini, posti al secondo membro, rappresentano il fat-

fig. 3A

tore di perdita dovuto all'inserzione del quadripolo. Infatti se si omette la presenza di quest'ultimo la corrente è data semplicemente dalla (8a) (fig. 3A).

(7a) $ir = \frac{V}{Zt + Zr}(Riu \cdot Ri \cdot Ru \cdot I \cdot e^{-\gamma})$

(8a) $ir' = \frac{V}{Zt + Zr}$.

Le diversità fra i valori delle impedenze *Zt* e *Zr* sono relazionate da *Riu*, mentre quelle fra *Zt* (rispettivamente *Zr*) e l'impedenza immagine del quadripolo, da *Ri* e *Ru*. Il comportamento selettivo del quadripolo è rappresentato da $e^{-\gamma}$ ed infine il termine *I* indica una correlazione fra i quattro ter-

Fig. 4A

mini suaccennati. I fattori di perdita, eccetto $e^{-\gamma}$, divengono unitari quando il sistema è iterativo, verificato cioè per $Z_K = Zt = Zr$ per cui

(9a) $ir/i'r = e^{-\gamma}$

che è una quantità complessa e rappresenta la funzione di propagazione del quadripolo e ne determina attenuazione e fase. Ove γ è reale o immaginario si ha rispettivamente zona ottenuta o zona passante (filtro) nonchè la relazione della $B(\omega)$.

La funzione γ e Z_0 in alcune tipiche espressioni

La (9a) è facilmente sviluppata nella cella elementare asimmetrica, a squadra, chiusa ad ambo i lati su impedenza Z_L (fig. 4A).

(10a) $$Vt/Vr = it/ir = \frac{it(Z_a/Z_b) + it - ir}{it - ir}$$

semplificando ancora per it e risolvendo:

(11a) $$(it/ir)^2 - (it/ir)(2 + (Z_a/Z_b)) + 1 = 0$$

da cui:

(12a) $$it/ir = \frac{Z_a + 2Z_b}{2Z_b} \pm \sqrt{\frac{Z_a + Z_b}{2Z_b}^{2} - 1}$$

Ponendo $\dfrac{Z_a + 2Z_b}{2Z_b} = \cosh\gamma$

sarà

$$\left[\frac{Z_a + 2Z_b}{2Z_b}\right]^2 - 1 = \text{senh}^2\gamma$$

e quindi

(13a) $$it/ir = \cosh\gamma \pm \text{senh}\,\gamma = \frac{e^{\gamma} + e^{-\gamma}}{2} \pm \frac{e^{\gamma} - e^{-\gamma}}{2} = e^{\pm\gamma}$$

e anche:

(14a) $\gamma = \ln(it/ir)$

Per la cella π di fig. 2A in app. 2 si ha invece:

(15a) $$\gamma\pi = \ln\frac{\sqrt{1 + 2(Z_b/Z_a)} + 1}{\sqrt{1 + 2(Z_b/Z_a)} - 1}$$

da cui

(16a) $\gamma\pi = \text{arc}\cosh[1 + (Z_a/Z_b)]$

Dalla (2a) in app. 2 esprimendo (16a) in Z_a' e Z_b' si ha:

(17a) $\gamma\pi = \text{arc}\cosh[1 + (1/n^2)(Z_a/Z_b)]$

per la (1a) e (5a) è:

(18a) $$Z_K\pi = \frac{Z_aZ_b}{(Z_a/n)[nZ_b + (Z_a/4n)]} = \frac{Z_aZ_b}{\sqrt{Z_a[Z_b + (Z_a/4n^2)]}}.$$

Cioè ambedue le funzioni $Z_K\pi$ e $\gamma\pi$ dipendono da n^2 mentre le frontiere da n secondo la (6a).

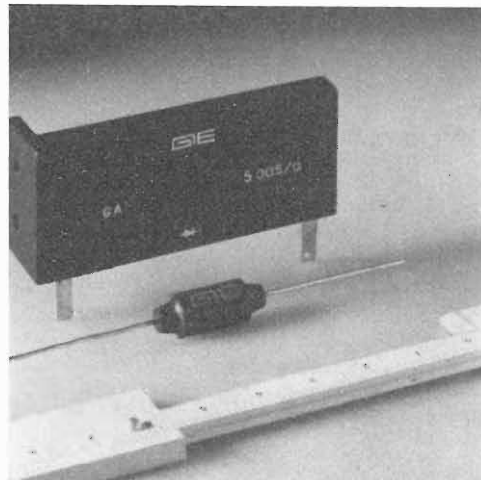
Novità nel settore TV presentate dalla GIE al « Salone dei Componenti » di Milano

Al Salone dei Componenti di Milano la General Instrument Europe ha presentato, con l'intera gamma dei suoi prodotti, alcune novità nel campo dei componenti TV che segnano un deciso passo avanti sulla via della sempre più spinta transistorizzazione dei ricevitori TV in bianco e nero e a colori.

Il primo di questi nuovi prodotti, denominato LTVG10, è un raddrizzatore al silicio per alta tensione (10 KV, 20 mA) particolarmente indicato per l'assemblaggio dei triplicatori per TV a colori, che si affianca allo stesso triplicatore TVM25 che la General Instrument produce da tempo.

Di notevole interesse anche due diodi damper, per TV in bianco e nero e a colori, denominati rispettivamente GA5005 (30 mA, 6000 V) e GA5005 C (440 mA, 7000 V).

Di nuova produzione per la General Instrument Europe, la Serie 200 dei condensatori elettrolitici miniaturizzati in alluminio, appositamente studiati per applicazioni radio e televisione nonchè per registratori magnetici e per ricevitori in filodiffusione. La Serie 200 ha prestazioni da 0,4 µF a 400 µF, e da 4 a 64 V ad una temperatura da − 40°C a + 70°C.

Due nuovi dispositivi della General Instrument Europe per TV a colori e in bianco e nero. Essi sono il diodo damper GA 5005 (300 mA, 6000 V per il bianco e nero e 440 mA, 7000 V per il colore) e il raddrizzatore al silicio LTVG10 per alta tensione (10 kV, 20 mA).

La Francia è vicina

(ancora sulla TVC)

di P. Krugmann

Questo numero della rivista esce quando le mostre dell'ANIE si sono già concluse e probabilmente, dopo la parola decisiva e ufficiale da parte del CIPE (Comitato Interministeriale per la Programmazione Economica) sulla televisione a colori, sia per la data dell'inizio del servizio sia per la scelta del sistema.

Ma riteniamo interessante, per i nostri lettori, riportare gli ultimi sviluppi di questa così movimentata vicenda, anche perché dietro la scelta tra i due sistemi, hanno avuto molto, troppo, peso fattori politici e manovre nascoste tra partiti e correnti, anziché — com'era doveroso che accadesse — fattori economici, tecnici e commerciali.

Dopo la rapida « meteora » del « bi-standard », presto rientrata perché non realizzabile se non a prezzo di costosissimi interventi, arriva a Roma, all'inizio di luglio, l'inventore del Secam, Henry de France, insieme al delegato generale dell'Intersecam, la società di Stato francese che detiene il brevetto, Michel Dubail e, nel corso di due pranzi, in un clima tipicamente francese di mondanità, champagne e cortesie, i rappresentanti della stampa vengono informati sui superiori pregi — sino ad ora nascosti evidentemente — del Secam rispetto al Pal. Il tutto condotto con scarso riguardo verso gli assenti, i tedeschi e i tecnici italiani della Commissione ufficialmente incaricata dal ministero PPTT, tecnici che, dopo aver preso in esame i due sistemi hanno per tre volte in diversi periodi ('65, '66 e '69) ripetuto che il Pal risultava da preferirsi al Secam.

Non sta a noi elencare i motivi tecnici di queste pronunce, motivi chiaramente condivisi dagli esperti di quei paesi — e sono la stragrande maggioranza — che hanno optato per il Pal, sia pure rinviando la data d'avvio del servizio, come hanno fatto di recente alcune nazioni. E quelle nazioni che hanno invece già cominciato i programmi in Pal, non hanno affatto deciso di cambiare rotta perché insoddisfatti. Ciò che, al contrario, hanno fatto o stanno facendo, pian piano i paesi secamisti. La Russia, ad esempio, ha adottato il NIR, che sarebbe il risultato di cambiamenti apportati al Secam tali da avvicinare il nuovo sistema alle caratteristiche del Pal. La Finlandia, dopo aver scelto il Secam, è ufficialmente passata al Pal per motivi tecnici. L'Algeria e la Tunisia — che peraltro, come tutti i paesi che hanno adottato il Secam, non hanno mai avviato le trasmissioni — hanno preso contatti con la tedesca Telefunken per cambiare una scelta che, evidentemente, non li soddisfa. E si potrebbe continuare ancora per molto. Ripetiamo, non sta a noi elencare i motivi tecnici che hanno condotto quasi tutti i paesi a preferire il Pal, anche perché sono evidentemente motivi validissimi, che solo una severa sperimentazione in laboratori attrezzati ha determinato. Ciò che è invece interessante esaminare è la serie delle quanto meno ambigue dichiarazioni di Henry de France che, per comodità, elenchiamo in modo da poterle subito e con chiarezza confutare.

I francesi affermano che il passaggio da un sistema all'altro non comporta gravi problemi per l'industria, poiché le modifiche da introdurre nella catena di montaggio sono ridotte e non richiederebbero un periodo eccessivamente lungo di tempo. La stessa cosa avverrebbe per le apparecchiature di controllo.

L'ANIE ha più volte dichiarato — come hanno fatto singolarmente esperti di questo settore — che la riconversione, se avverrà, dal Pal al Secam sarebbe costosissima, poiché le catene di montaggio e, soprattutto le attrezzature di misurazione, controllo etc, sono diverse e non complementari per i due sistemi; sino ad ora l'industria italiana ha lavorato esclusivamente con il Pal, così come la Rai-Tv trasmette da anni alcune ore in Pal, sia pure a livello sperimentale.

Con l'arrivo del Secam, norma G, non norma L, quest'ultima sperimentata in Francia, mentre la prima, mai sperimentata da alcun paese, è alquanto più critica della seconda, occorrerebbe partire quasi da zero, soprattutto per i tecnici e la sperimentazione, in quanto come abbiamo detto, non è possibile usufruire di nessun scambio (know-how) d'informazioni e prove al riguardo; gli unici paesi che hanno la norma G sono la Repubblica Democratica Tedesca, il Libano e l'Egitto ma nessuno dei tre ha avviato produzione e servizio.

L'aspetto commerciale

Il Sig. Henry de France ha affermato, abbastanza incautamente, che l'Italia, adottando il Secam, avrebbe le porte spalancate verso mercati ancora « vergini ». E' interessante sapere che questi mercati « vergini » sono i paesi dell'Africa che non hanno nemmeno la televisione monocroma; più precisamente elenchiamo i paesi ai quali accennava de France: Est Africa Britannico, Burundi, Camerun, Repubblica dell'Africa centrale, Congo, Congo (Brazzaville), Costa d'Avorio, Repubblica di Dahomey, Etiopia, Gabon, Ghana, Guinea, Alto Volta, Kenya, Liberia, Malawi, Repubblica Malgascia, Mali, Mauritania, Niger, Nigeria, Uganda, Province spagnole in Africa, Somalia, Ruanda, Senegal, Tanzania, Ciad, Togo, Zambia.

Tutto si può dire fuor che il sig. de France non abbia un sottile senso dell'humour...

Il « papà » del Secam ha però accennato anche al Sud America dove, a suo avviso, il Secam è il sistema del futuro. Il guaio è che se il Secam è il sistema del futuro — un futuro che si allontana sempre più — il Pal è il sistema del presente insieme all'americano NTSC: è stato scelto il primo dal Brasile, mentre, parte dei paesi in attesa, sono chiaramente orientati verso l'NTSC; ed è importante notare che se l'Italia adotterà il Pal (che rispetto all'NTSC ha pochissima differenza, un componente) troverà spazio per le sue esportazioni in Sud America: adottando il Secam questo le sarebbe assolutamente impedito.

Non si può poi passare sotto silenzio questo, attualissimo, dato di fatto: la esportazione odierna, quella che sostiene ancora il settore in crisi, è diretta esclusivamente verso la zona europea Pal, una zona, tra l'altro, con un forte e progressivo potere d'acquisto che, rispetto ai paesi arabi e africani, ancora senza televisione in bianco/nero, fornisce garanzie economiche di molto superiori.

Se l'Italia deciderà per il Secam, verrà tra l'altro tagliata fuori completamente dal mercato delle videocassette e del videodisco, senza contare il grave han-

dicap che deriverebbe dall'interruzione del diritto d'uso del brevetto Pal da parte della Telefunken; posta l'ipotesi, alquanto remota, che si volesse affiancare alla produzione per il mercato interno di Secam, una per l'esportazione in Pal, ciò risulterebbe impossibile perché le norme internazionali e quelle del Mercato Comune in particolare lasciano libere le industrie di utilizzare i propri brevetti quanto e con chi vogliono.
Nessuno, e men che meno il sig. de France potrà obbligare il gigante Telefunken, a derogare dalla propria politica brevettuale.

Una protezione sospetta

Da parte francese è stato affermato quanto segue: la scelta del Pal condizionerebbe irrimediabilmente l'attività produttiva delle industrie italiane che dipendono da quelle tedesche per le parti essenziali mentre i tedeschi aspettano soltanto l'avvio dell'esercizio di TVC per inondare l'Italia di apparecchi che ora giacciono invenduti nei magazzini e che, tra l'altro, avrebbero un prezzo più competitivo dei prodotti nazionali.

Con il Secam invece, nessun pericolo: in nome di un'alleanza italo-francese (perlomeno sospetta, visti i precedenti della guerra francese ai frigoriferi italiani), l'Italia godrebbe di una protezione e di un'assistenza da parte francese tutte speciali, senza pericolo di prezzi concorrenziali e senza avversari da battere su nessun mercato.

La risposta è immediata e meraviglia che gente smaliziata come sono i francesi abbia potuto avanzare argomenti così labili e così poco credibili.

E' vero che l'industria italiana dipende da quella tedesca e olandese per i componenti e per altre parti da inserire nell'apparecchio: ma è anche vero che, con appositi accordi tra Italia e Germania, per i quali i tedeschi si sono anche di recente dichiarati diponibili, l'avvio della produzione sul mercato interno potrebbe accortamente venir salvaguardato. D'altra parte l'assistenza che la Francia darebbe per il Secam G è praticamente nulla: ad esempio, per le sole apparecchiature di collaudo le poche industrie specializzate francesi richiedono termini di consegna, senza impegno, di dodici mesi come minimo.

Con il Secam non ci sarebbe bisogno di nessuna protezione poiché nessuno produce apparecchi Secam di norma G, perché non ci sarebbe nessun mercato dove esportare e quindi, automaticamente, nessun problema di concorrenza, prezzi competitivi, sbarramenti, ecc.

Ma c'è di più: se la Francia, in teoria, ci fornisce assistenza o perlomeno, stando così le cose, tenta di collaborare con l'industria italiana, nulla può fare contro i giganti olandesi e tedeschi che, essendo società multinazionali, fabbricano da anni per il mercato francese apparecchi in Secam L e che, con i mezzi di cui dispongono e l'esperienza acquisita per il sistema francese, impiegherebbero da 6 a 8 mesi soltanto per produrre in serie apparecchi Secam G per l'Italia: l'industria italiana invece ha bisogno di un tempo quadruplo per raggiungere gli stessi risultati. Nel frattempo i giganti esteri avrebbero ingoiato quel poco di patrimonio umano, tecnico e produttivo che è ancora rimasto « indipendente » e contro tutte le protezioni, le assistenze e la buona volontà francesi, avrebbero saldamente in mano il mercato italiano.

Che sia, in fondo in fondo, proprio questo lo scopo che si vuole raggiungere?

L'Asse Roma-Parigi

Una dopo l'altra le argomentazioni tecnico-commerciali di Henry de France possono venir confutate; ciò che è ancor più sospetto è il ragionamento che sta alla base di tutto il discorso francese e che ha fatto sorridere molti giornalisti invitati al pranzo ma che sui nostri politici ammalati di manie di grandezza e di nostalgie imperiali ha prodotto un certo effetto.

Il Secam — secondo i francesi — può diventare uno strumento per affrontare il problema politico dell'inserimento delle nazioni sud-europee nella Comunità europea attuale o allargata ad altri paesi. L'associazione italo-francese, della quale il Secam dovrebbe segnare l'avvio, costituirebbe un atto di fede nell'avvenire comune dei due paesi, perché Italia e Francia sono grandezze, dal punto di vista economico, comparabili ed equilibrate, mentre non può esserci collaborazione equilibrata tra Italia e Germania.

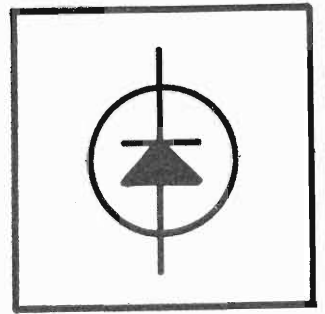
Questo in sintesi il discorso francese. Un incredibile « ammasso » di luoghi comuni, di retorica stile ottocento, di meschinità sussurrate e di maldicenze soffiate in assenza della vittima calunniata, per strappare qualche vantaggio economico, per tirare dalla propria parte l'unico alleato rimasto apparentemente libero da giochi di grande potenza, cioè l'Italia.

A parte il fatto che, politicamente, ogni nazione si sceglie il partner che preferisce, quando, di mezzo, ci sono questioni di carattere esclusivamente tecnico e con risvolti economici conseguenti, la politica deve rimanere fuori, in quanto sarebbe un pessimo affare adottare un sistema che quasi tutti hanno rifiutato. Se i politici fanno pessimi affari o tentano di farli, devono poi rispondere degli errori.

Il guaio è che Henry de France è venuto per tentare in extremis, su richiesta dei secamisti, il recupero di una « battaglia » quasi perduta: in forma ufficiale ha cercato di lanciare l'idea di un Asse Roma-Parigi, in realtà ha intensificato le pressioni sui responsabili italiani della decisione, pressioni che hanno un grosso difetto: sono nascoste, a base di « ristorni » e molto chiacchierate.

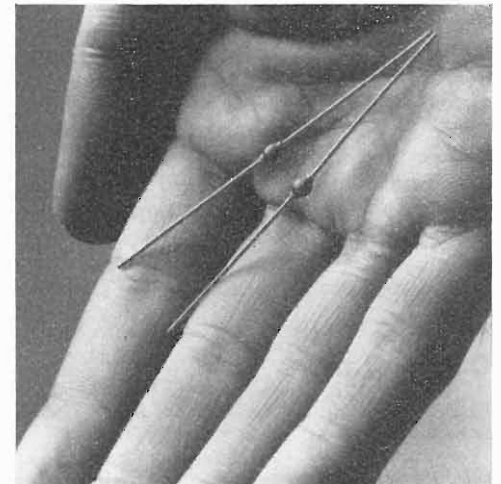
I misteriosi ristorni del Secam

Dalle colonne di questa rivista non si è mai parlato, per ragioni di correttezza e di contenuto, delle polemiche sollevate dalla stampa europea intorno alle nascoste — nemmeno tanto — pressioni francesi nei confronti di alcuni personaggi politici per far maturare una scelta italiana a favore del Secam.

Poiché ora si è nel pieno del clamore, e praticamente alla conclusione della faccenda, riteniamo interessante riepilogare i termini.

Un anno fa su un settimanale della sinistra esce un servizio dedicato alla TVC e si accusa, in pratica, una corrente di un partito di maggioranza e relativi rappresentanti, di aver accettato la regola del « do ut des » francese. La percentuale dovuta per la licenza di fabbricazione del sistema francese è dello 0,75%; cioè per ogni televisore costruito, sul suo prezzo franco fabbrica l'industria a norma di regolamenti internazionali, darà lo 0,75%.
Per il Pal la percentuale è inferiore, avendo la Telefunken assicurato all'industria italiana lo stesso privilegiato trattamento riservato a quella tedesca e cioè lo 0,3%, percentuale inferiore a quella francese.
Solo che i francesi hanno promesso di « ristornare » una parte dei diritti sborsati dall'industria italiana, lo 0,60%; ristornati significa rimandati indietro, detraendoli dalla cifra. Ma, ci si è chiesti, ristornati a chi?
Il giornale di cui sopra faceva capire chiaramente chi erano i destinatari. La denuncia, ripetuta in un successivo articolo, veniva riportata con enorme scalpore sui maggiori giornali europei, oltre che italiani.
La Francia « compra » i politici italiani per « rifilare » all'Italia il Secam. Questo il succo delle violente polemiche. Di questo, Henry de France non parlò certo durante i pranzi ma ne parlò in colloqui segretissimi, per rinnovare a chi di dovere, il pensierino gentile del congruo anticipo versato da molto tempo in una banca svizzera.
Dal ministero PPTT, nel frattempo, con un'improvvisa fretta di dare l'avvio alla televisione a colori anche in Italia, si trasmetteva prima dell'estate un volume con le relative informazioni sui due sistemi, al CIPE che è l'organo incaricato di decidere la data e il sistema.
Può darsi che nel frattempo, mentre andiamo in macchina, sia già stato deciso tutto; la minaccia del Secam pende purtroppo sulle spalle degli operatori e degli industriali italiani.
E se si sarà scelto il Pal, ciò induce a malinconiche osservazioni: si poteva arrivare all'attuale gravissima crisi del settore in migliori condizioni di « salute » avendo già deciso il sistema più sperimentato e collaudato; la mancanza di questa certezza — essenziale per impostare programmi a lunga scadenza — ha reso precarie e molto più difficili le condizioni di lavoro dell'industria e degli operatori italiani, mentre è praticamente andato distrutto o disperso il patrimonio di uomini e attrezzature che l'Italia aveva pronto negli anni '64-'65, quando l'industria italiana era ancora per tre quarti italiana, in grado di competere con le altre industrie, e di produrre televisori a colori Pal a prezzi competitivi. Anzi, i tedeschi e non solo i tedeschi guardavano con grande rispetto le possibilità crescenti della tecnologia italiana.
Adesso sono venuti praticamente da padroni comprando a prezzi « stracciati » molti nomi crollati in questi anni di attese e di incertezze politiche per una faccenda che, lasciata ai tecnici, poteva diventare l'asso nella manica della nostra industria.

Una nuova generazione di diodi in vetro privi di cavità interna, annunciata dalla General Instrument Europe

Dopo aver prodotto nel mondo oltre 500 milioni di diodi « Glass Amp » in vetro, la General Instrument ha annunciato una nuova generazione di rettificatori al silicio denominati « Glass Amp II ». La caratteristica più importante dei nuovi diodi è costituita dal fatto che essi non presentano alcuna cavità interna poichè le cellule di silicio combaciano tra di loro senza soluzione di continuità e in diretto contatto con il vetro del contenitore. Questa nuova tecnologia costruttiva permette una affidabilità maggiore e una riduzione dei costi di produzione dei nuovi componenti.
I Glass Amp II si dividono in cinque serie: La serie da 1N4245 a 1N4243 (Jan/MIL-S-19500/286) da 1 Amp è in grado di sopportare una tensione inversa di picco da 200 a 1000 Volts a una gamma di temperatura da − 65°C a + 160°C. La serie da 1N5059 a 1N5062, sempre da 1 Amp, operante a una temperatura da − 65°C a + 175°C sopporta una tensione inversa di picco da 200 a 800 V. Le serie G1 e G2, rispettivamente da 1 e 2 Amp, sopportano tensioni inverse di picco da 50 a 1200 V e operano entro una gamma di temperature da − 65°C a + 175°C.
La quinta serie, denominata RG1, è composta da sei tipi di rettificatori veloci al silicio da 1 Amp.
I Glass Amp II si pongono come un notevole passo avanti nello sviluppo di componenti tradizionali sempre più perfezionati e a costi più bassi.

Nuovi diodi in vetro della General Instrument Europe. Denominati Glass Amp II, sono costruiti con una nuova tecnologia, non presentano alcuna cavità interna e offrono il vantaggio di un'altissima affidabilità e un basso costo di produzione.

Dalla scoperta delle leggi dell'armonia alla teorizzazione della formula di composizione musicale

(1ª parte)

di I. Graziotin

Come annunciato nell'articolo redazionale del N. 4 della ns rivista, iniziamo da questo numero a ripubblicare una serie di articoli foscamente caratterizzati dal titolo qui sopra, e da noi già presentati nel 1955 quando il ns ex collaboratore Italo Graziotin ebbe l'ardire di chiedercene la pubblicazione. A noi non bastò l'animo di rifiutare per diversi motivi, primo fra tutti il fier cipiglio dell'autore che non avrebbe esitato ad anticipare le belle maniere del più allucinato dirottatore d'aerei, poi la plasticità della ns sostanza grigia facile preda delle sconvolgenti novità; poi ancora, alcuni detti come « Nemo profeta in patria », « I geni sono sempre un poco pazzi e misconosciuti », « Deve passare un secolo perchè si eriga un monumento ad un uomo lapidato e crocifisso » e altre simili amenità confortate da celebri eventi storici come l'« eppur si muove » e via discorrendo. Si tratta della composizione musicale per via puramente matematica, senza l'intervento dell'artista nel senso tradizionale, presentata in una forma avveniristicamente involuta, ostica ed inaccessibile a chi non sia disposto di sottoporsi da un decennale esercizio spirituale di lacerante iniziazione. L'autore stesso ebbe a dire, nel 1955, che questa disciplina sarebbe stata appena accettata dalla mentalità che dopo un ventennio si sarebbe venuta creando. Oggi la mentalità è trasformata, il rifiuto del tradizionalismo ed il trionfante anelito alle più pazzesche innovazioni, inducono a pensare che i tempi siano meno acerbi, se non maturi, per riprendere il discorso del Graziotin, e chiudiamo con le sue accorate eppur fidenti parole: « solo in un lontano avvenire sarà possibile la creazione di automatismi capaci di comporre totalmente coi propri mezzi l'opera d'arte. Sarà la realizzazione dell'automatismo corrispondente al cervello dell'artista. Ma allora l'uomo sarà molto più evoluto di quanto lo è ora, avendo oggi bisogno, oltre che del cervello, del cuore, cioè della propria organizzazione espressiva, per creare, dopo tanti sforzi, l'Opera.

Collaboratori

Hanno partecipato ai lavori, i cui risultati sono qui compendiati, i qui sottoelencati signori:
— il sig. Mario Cremonesi, che ha organizzato lo sviluppo sistematico dei calcoli e la compilazione degli schedari, ed ha sviluppato una vasta ricerca bibliografica sintetizzata nel primo articolo;
— il maestro Vittorio Negri Bryks, che ha completato, coi mezzi tradizionali, i primi risultati applicativi melodici delle teorie al fine di facilitarne la valutazione;
— il maestro Franco Gallini, che ha partecipato al controllo sperimentale della scala dei valori progressivi dissonanziali;
— il sig. Argo Marcuccio, che ha eseguito i calcoli dei valori dissonanziali delle dodici note della tredicesima (ottava) temperata.

I. Cenni storici - Le quattro leggi fondamentali dell'eufonotecnica.

Che un processo di integrazione fra scienza ed arte sia in atto già da tempo è constatazione ormai di tutti i giorni. Meno noto, invece, che la ricerca scientifica tenda ad impadronirsi delle stesse leggi che presiedono al processo creativo artistico. Ciò in particolare per la musica. I campi di indagine in questo senso vanno dalla fisica, ovviamente, rispetto al suono in tutti i suoi aspetti tecnici, alla fisiologia per quanto concerne l'orecchio-cervello e le funzioni inerenti, per giungere infine alla psicologia e più propriamente alla semantica di una configurazione musicale.

Mete ultime: una estetica musicale come branca della matematica, essendo quest'ultima il mezzo comune d'elaborazione nei campi indicati ed una conseguente tecnica appropriata o *Eufonotecnica.* Come contributo alle ricerche su questa via vengono tracciati nel presente articolo e in quelli che seguiranno alcune premesse, fondamentali, di *Eufonotecnica Teorica.* Ad esse si accompagnano note storiche col duplice scopo di introduzione ai problemi studiati e di breve esame critico alle soluzioni proposte.

In particolare per il pubblico di tecnici ai quali è rivolta questa rivista lo scopo è di affermare la possibilità teorica di progettazione di apparecchi compositori ed esecutori automatici.

Un precedente a questo riguardo è costituito dal *Rhythmicon* di Leon Theremin. Storicamente esso è il primo esemplare che si conosca di compositore automatico.

Sebbene limitato alla composizione nonchè alla relativa esecuzione di modelli ritmici (i migliori risultati sono stati ottenuti nella riproduzione delle più intricate forme del *drumming* aborigeno africano) esso ha raggiunto risultati soddisfacenti sia come realismo di suoni, sia come fedeltà alla forma ritmica di quel particolare tipo di musica.

I particolari tecnici secondo i quali il *Rhythmicon* fu costruito non sono noti allo scrittore.

Qualcosa si può dire invece della teorica che ha portato alla sua realizzazione. Essa è dovuta all'americano J. Schillinger (1). Sorprendente per la complessità di trattazione nelle sue suddivisioni *Scienza ed estetica, Teoria della Regolarità e Coordinazione* e *Tecnologia della produzione artistica* questa teoria non si limita al campo musicale, ma abbraccia la pittura e il disegno, gettando le basi per forme d'arte assolutamente nuove.

Di essa è ancora troppo presto per dare giudizio definitivo: si sa che è stata sottoposta a numerose Università e Accademie americane per un vaglio scrupoloso; che le composizioni derivate sono state esposte in varie forme al pubblico; che infine i risultati sembrano soddisfacenti.

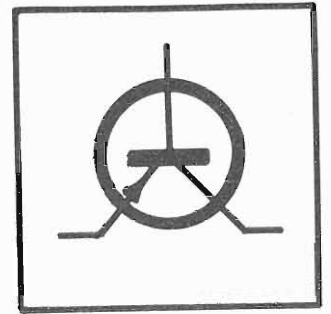
In particolare, per quanto riguarda il *Rhythmicon* e lo studio della musica si possono dare brevi cenni.

A problema fondamentale J. Schillinger pone le leggi del ritmo come leggi generali dell'estetica.

Di esse vengono studiate prima l'origine, poi la variazione.

Come metodo di notazione e studio l'autore si serve di serie numeriche (anche in forma algebrica) e di grafici geometrici relativi.

Nella terminologia di Schillinger tali serie di numeri se compongono gruppi uniformi (cioè se descrivono moti periodici semplici) vengono denominate *generatori.* Le combinazioni di *generatori* secondo il processo definito col termine di *interferenza* danno luogo ad altre serie di numeri non uniformi. Le possibilità di creazione di questi gruppi attraverso il processo di interferenza sono numerose. A ciò viene dedicato lo studio dell'origine di questi gruppi ritmici.

Le susseguenti variazioni attraverso tecniche di *permutazione, involuzione, espansione* (con mezzi algebrici) o *rota-*

zione (con mezzi geometrici) rendono praticamente infinito il numero producibile di questi gruppi ritmici.
Musicalmente, espresso il gruppo ritmico, con la serie di numeri risultata in seguito ai vari processi di generazione o variazione, si sostituirà ai numeri stessi la frequenza o la durata o ancora il numero di suoni (eventi musicali) in un dato periodo di tempo.
Il *Rhythmicon* dà configurazioni che sono risultanti dal processo di interferenza di generatori da 1 a 16.

Il numero totale possibile di queste risultanti è nello strumento di 65.535. Ora, se si osserva che secondo le constatazioni e gli studi guidati da questa teoria tutti i modelli ritmici elaborati dalla razza umana a partire dai tempi più lontani conosciuti ad oggi non vanno oltre la serie 12/12 (il che vuol dire che 12 è il generatore minimo sufficiente alla riproduzione di tutti i modelli ritmici esistenti e conosciuti) non si può fare a meno di intravedere la possibilità di allargare in modo considerevole il mezzo d'espressione artistico, almeno per quel che riguarda il modello ritmico. Però nella stessa concezione di J. Schillinger lo strumento produce sistemi di selezioni secondari, cioè complessi non sufficientemente elaborati per avere le caratteristiche espressive proprie del linguaggio artistico. Più chiaramente secondo quest'autore il processo creativo comporta una serie di successive selezioni.
Da un *continuo* (musicalmente ad esempio la scala naturale intesa come insieme di tutte le frequenze possibili):
un primario sistema di selezione opera la scelta di valori base (es. la scala temperata).
Dal sistema di selezione primario si passa ad un sistema secondario (es. una serie di scale a tre suoni, oppure a 2 intervalli fra un suono e l'altro, ecc.), (ed è questo il punto a cui si è giunti col *Rhythmicon*).
Da quest'ultimo sistema si operano una o più ulteriori selezioni, che si traducono nelle melodie.
I criteri di selezione sono i gruppi ritmici elaborati secondo gli schemi accennati.
Tralasciando un esame critico approfondito di questa teoria per ovvie necessità di spazio, è importante constatare che in essa manca completamente la considerazione del primo evidente problema insito nel fenomeno musicale: quello della consonanza-dissonanza, e questa è la grave lacuna di questi studi, la quale ha impedito il raggiungimento di ben maggiori risultati pratici.
Come criterio selettivo la valutazione della consonanza-dissonanza è sempre stata molto importante per non dire fondamentale nella composizione musicale.
Per questo non fa meraviglia che da tempi remoti la ricerca speculativa o scientifica ne abbia indagato le leggi.

Non è qui il caso di considerare le profonde ricerche in materia di filosofia che ne fecero oggetto di studio.

Più particolarmente ai fini di questo articolo interessano le enunciazioni che più si avvicinano ad espressioni matematiche.

A dire il vero, qualcosa di simile può essere ritrovato nelle formulazioni di Nicomaco giunte attraverso Boezio.

Il principio risalirebbe alla Scuola Pitagorica ed avrebbe influenzato gli stessi studi di Lasos, Aristotele, Euclide e ancora dei neoplatonici (4).

Esso può essere così espresso: più semplice è il rapporto di frequenza fra due suoni, maggiore l'effetto di consonanza.

A quel tempo, non ancora note le leggi di Mersenne, si parlava semplicemente di lunghezza di corde vibranti.

Questa relazione fra consonanza e numeri semplici troverà conferma sperimentale negli studi fisiologici intorno alla capacità discriminativa dell'apparato uditivo rispetto ai suoni complessi (scomposizione nelle vibrazioni semplici secondo le analisi di Fourier, legge di Ohm).

Per trovare però una trattazione più esauriente del nostro problema e in forma più precisa occorre risalire a L. Euler. Il noto matematico se ne occupò a fondo (3).
Di più egli arrivò molto lucidamente a proporre primo fra tutti un metro di misura per il fenomeno.

Ridotti i rapporti di frequenza fra i suoni studiati a numeri il più possibilmente semplici, il metodo di L. Euler fa intervenire nel calcolo il minimo comune multiplo secondo una regola aritmetica che assegna a ciascun numero della serie naturale un grado di dissonanza.

La regola è questa.

Per numero « n » primo, il grado di consonanza-dissonanza è « n ».

Per tutti gli altri numeri, che non essendo primi possono essere espressi dal prodotto di altri due numeri *a* e *b*, il grado di consonanza-dissonanza è dato dalla formula

$$C = a_1 + b_1 - 1$$

dove a_1 e b_1 sono il grado di consonanza-dissonanza rispettivamente di *a* e *b* precedentemente trovato.

Le tabelle n. 1 e 2 come specificazione:

La misurazione proposta da L. Euler non risponde pienamente ai controlli effettuabili sperimentalmente, specie sugli accordi a 3 o più suoni. Per di più una lieve differenza di altezza in uno dei suoni componenti un intervallo consonante fa assumere al risultato del calcolo valori molto grandi e discordanti dalla valuta-

Tabella 1

Numero della serie naturale (a, b, c,... n)	Formula di calcolo ($a_1 + b_1 - 1$)	Grado di consonanza-dissonan. (a_1, b_1, c_1,... n)
2		2
3		3
4 = 2 × 2	2 + 2 − 1	3
5		5
6 = 2 × 3	2 + 3 − 1	4
9 = 3 × 3	3 + 3 − 1	5
10 = 2 × 5	2 + 5 − 1	6
12 = .3 × 4	3 + 3 − 1	5
.2 × 6	2 + 4 − 1	
20 = .2 × 10	2 + 6 − 1	7
.4 × 5	3 + 5 − 1	
120 = 6 × 20	4 + 7 − 1	10

L'ANGOLO TEORICO

Tabella 2

Intervallo	Rapporti di frequenza	m.c.m.	Grado di consonanza-dissonanza
Unisono	1 : 1	1	
Ottava	2 : 1	2	2
Quinta	3 : 2	6	4
Quarta	4 : 3	12	5
terza maggiore.	5 : 4	20	7
Terza minore	6 : 5	30	8
Sesta minore	8 : 5	40	8
Settima minore	9 : 5	45	9
Seconda maggiore	9 : 8	72	8
Settima maggiore	15 : 8	120	10

zione di un ascoltatore anche non raffinato.

Ancora, sorvolando sui risultati, rimane completamente oscuro come la valutazione dei rapporti numerici secondo una regola del genere possa essere effettuata nelle aree cerebrali interessate.

È doveroso però riconoscere a questo tentativo l'acutezza di intuizioni che troveranno conferma nel futuro. Caratteristica questa propria del genio.

Sebbene non elaborata in forma puramente matematica, è interessante dal punto di vista scientifico la teoria di Rameau d'Alebert. Per la prima volta nella storia la teoria della consonanza-dissonanza viene fondata su un fenomeno scientificamente studiato: quello delle armoniche (4).

L'importanza di questi studi non è tanto nel risultato acquisito, perchè a onor del vero non si perviene con essi a conclusioni precise, quanto invece nell'aver essi aperto una via di grande vantaggio ai ricercatori, che seguiranno primo fra tutti lo stesso Helmholtz. Di tutta l'opera di quest'ultimo autore (5) non è possibile dare l'idea in breve spazio.

Le linee essenziali sono queste:

– fondamento della teoria sul fenomeno dei battimenti;

– relazione fra la valutazione dell'effetto consonanza – dissonanza e la variabilità del numero dei battimenti;

– conseguente osservazione sensoriale diretta del fenomeno riproducibile a piacere.

La metodicità di questi studi ha portato a risultati veramente considerevoli: molti fenomeni inerenti ai timbri e alle loro ripercussioni sulle impressioni di un ascoltatore hanno trovato una spiegazione chiara e convincente; gli stessi grafici dei valori di consonanza-dissonanza fra gli intervalli della scala temperata, costruiti sia pur con qualche arbitrio, hanno reso questa teoria la più degna di fede fra tutte quelle apparse antecedentemente.

Ciò malgrado le indagini ulteriori di R.H. M. Bosanquet, W. Preyer rileveranno la variabilità del comportamento dei battimenti e rispetto alla sgradevolezza per l'organo auditivo e rispetto al limite di udibilità. Queste constatazioni renderanno incerto l'elemento misuratore del fenomeno consonanza-dissonanza. Ciò a parte il fatto che la teoria di Helmholtz affronta il problema consonanziale nell'istante e non già nel suo fluire attraverso l'elemento tempo (melodia) a meno che non si tenti l'introduzione di qualcosa di simile ai battimenti nel processo di rivibrazione mnemonica.

Ulteriori critiche sono state mosse al metodo di indagine usato dallo scienziato tedesco riguardo alla scarsa efficienza e precisione dei mezzi tecnici allora in uso. Recentemente nuova luce sulla questione è stata portata da uno studioso italiano: Piero Righini.

La rivista « l'antenna » ha già pubblicato nel novembre 1951 alcune conclusioni sotto il titolo *Nuova Valutazione Obbiettiva dell'Effetto di Consonanza.*

Più estesamente il lettore potrà trovare i risultati di queste ricerche in pubblicazioni più recenti (2). Il principio fondamentale del Righini è il seguente.

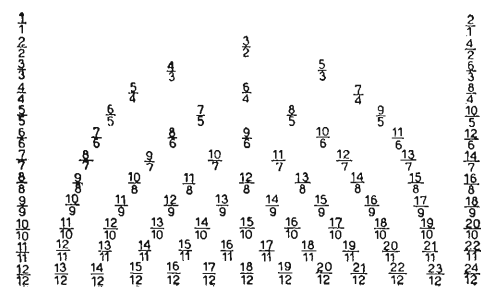
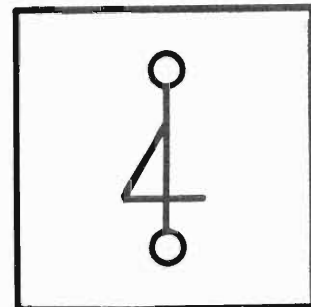
La valutazione obbiettiva del grado di consonanza fra due suoni simultanei aventi fra loro rapporti armonici è data dal prodotto dei rispettivi termini di frequenza (il termine di frequenza coincide col numero d'ordine armonico della serie naturale).

Ci troviamo di fronte ad una vera propria formula che rende possibile una misurazione precisa del fenomeno non soltanto nel caso enunciato (rapporti armonici) ma anche nella scala temperata.

L'autore infatti supera in modo brillante la difficoltà di trasposizione dall'uno all'altro sistema (che come noto non sempre coincidono) pervenendo alla ricostruzione di grafici su scala logaritmica, che costituiscono un notevole perfezionamento rispetto a quelli anteriori di Helmholtz e di Stumpf.

Gli studi di P. Righini continuano: non è ancora noto fino a che punto siano pervenuti al momento attuale.

È certo che essi si impongono all'atten-

Fig. 1 - *Gnoseologia delle prime due leggi fondamentali dell'eufonotecnica.* Le frazioni esprimono le frequenze dei suoni in funzione di una fondamentale qualsiasi qui posta 1/1. Secondo le ascisse si ha il variare della posizione (altezza del suono o frequenza) e secondo le ordinate il variare del denominatore che esprime il valore della dissonanza proprio della frazione. Per determinare il valore di dissonanza di relazione tra due frequenze esatte (potere separatore dell'orecchio supposto infinito) ovvero tra le due frazioni corrispondenti, si deve cercare il valore di dissonanza comune ad entrambe le frazioni cioè si devono cercare le dette frazioni nel presente grafico, che si sviluppa fino all'infinito, e via via i multipli di tali frazioni fino ad arrivare a due frazioni di uguale denominatore.

zione dello studioso nel campo sia per la chiarezza sostanziale di elaborazione, sia per la esauriente documentazione sperimentale.
Un recentissimo incontro fra questo studioso e Italo Graziotin, creatore della teoria di cui fra breve si parlerà, ha aperto la via ad una collaborazione, che senza dubbi non potrà rimanere infruttuosa in questo campo di ricerca, specie tenendo di mira una formulazione matematica del nesso di relazione intuibile fra i diagrammi di consonanza costruiti secondo i due metodi personali: fatto questo di per sè assai significativo.
La teoria di Italo Graziotin per quanto riguarda il fenomeno consonanza e dissonanza è impostata su 4 leggi fondamentali che qui vengono trascritte.

Posto 1/1 un qualsiasi numero di vibrazioni convenientemente udibili, si ha il raddoppio 2/1 di esso (ottava), e tra i due si hanno infinite serie di numeri di vibrazioni (infinite note), funzioni del primo, e che si esprimono con le opportune frazioni, come si può vedere dal seguente diagramma dove le ascisse indicano la posizione e le ordinate negative le frazioni di stesso quoto o frequenza, i denominatori delle quali sono utili al calcolo della dissonanza di relazione; (vedi anche il diagramma di fig. 2):
La prima legge, detta del denominatore, afferma:

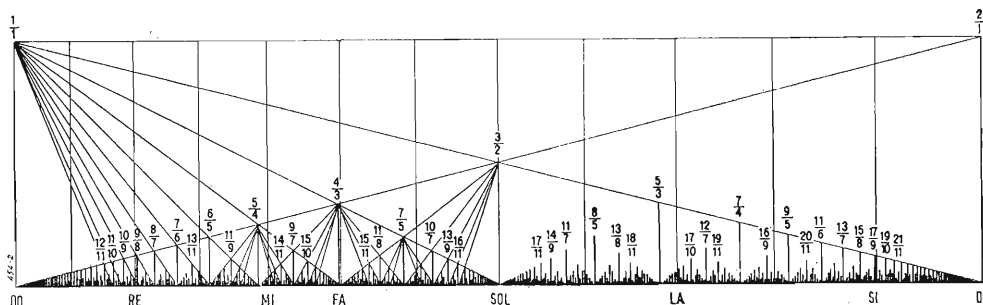
« *I denominatori delle frazioni indicanti i rapporti tra i numeri di vibrazione esaminati e quello fondamentale* (1/1) *intervengono nel calcolo della dissonanza tra i corrispondenti suoni* ».

Si nota che invece i numeratori determinano le posizioni sulle gamme delle frazioni dello stesso denominatore. Questa osservazione è di importanza fondamentale poiché il calcolo della dissonanza effettuato tenendo conto dell'intera frazione esprimente una nota, secondo il pensiero di Euler, comporta quella diversità tra risultato sperimentale e risultato matematico che vizia appunto la sua teoria.
La seconda legge, detta del minimo comune multiplo (*m.c.m.*) *afferma*:
« *La dissonanza tra due o più suoni è espressa dai minimi comuni multipli tra i denominatori delle frazioni indicanti il rapporto tra i numeri di vibrazione dei suoni interessati e quello fondamentale* (1/1) ».
Più o meno alto è questo m.c.m. e più o meno alto sarà il grado di disuguaglianza di natura (o dissonanza) poichè la massima uguaglianza di natura (o consonanza), si ha col ripetersi della stessa nota (uguaglianza di natura e uguaglianza di posizione) o dell'ottava (uguaglianza di natura e diversità di posizione).
La terza legge, detta della proporzionalità agli impulsi, afferma:

« *Le dissonanze date dall'interazione dei suoni ed espresse dal m.c.m.* (*come precisa la seconda legge*) *intervengono nel gioco armonico proporzionalmente al prodotto dell'impulso del primo suono per l'impulso del secondo di ogni coppia di suoni interessata* ».

Se infatti manteniamo un suono uguale nel tempo (uguale altezza ed uguale forza) e variamo di intensità un altro suono dissonante col primo sino ad affievolirlo ed annullarlo, la dissonanza tra i due suoni si affievolisce e si annulla man mano che si affievolisce ed annulla il suono variante di intensità.

La quarta legge, detta della perduranza delle sensazioni, afferma:
« *La percezione dei suoni trasmessi alle*

Fig. 2 - *Spettro acustico delle consonanze nell'ottava.* Le ordinate a linea marcata rappresentano i valori di consonanza dei suoni (scala naturale rispetto alla fondamentale 1/1 · *f* ove *f* è una frequenza udibile qualsiasi) le linee verticali sottili rappresentano le note temperate (intervallo unitario $\sqrt[12]{2}$); le ascisse corrispondono alle frequenze. Dal grafico appare chiara la natura consonanziale di ciascuna nota temperata, che è data dalle consonanze che il cervello apprezza nella zona spettrale della frequenza risuonante (basso potere separatore dell'orecchio, dispositivi calcolatori cerebrali) così sono chiari il perché e l'origine della scala maggiore normalmente usata (note temperate di maggior consonanza di relazione, denominatori espressi essenzialmente da numeri i cui fattori primi sono 2 e 3 con conseguenti bassi m.c.m. ovvero valori di dissonanza di relazione), e della scala minore (introduzione del fattore primo 5 e conseguente aumento dei valori di dissonanza di relazione) ed è così possibile, tra l'altro, ricostruire con esattezza e completezza teorica il grafico sperimentale-empirico di Helmholtz corrispondente a questo.

interessate zone cerebrali permane alla coscienza (ricordo) con andamento di intensità via via diminuente sino ad annullarsi e diverso da caso a caso secondo il grado di complessità da ricordare e secondo la capacità mnemonica dell'individuo ».

È legge sperimentale e psicofisiologica e quindi impropriamente legge.

L'elaborazione di calcolo inerente l'applicazione di queste leggi sarà esaminata in sedi particolari più avanti.

Il prossimo articolo, col quale cederò la parola allo stesso Graziotin, avrà come tema il calcolo dei valori di consonanza-dissonanza di relazione fra le dodici note dell'ottava, in concordanza con il *Principio di Consonanza Maggiore.*

In seguito tutti gli altri elementi che costituiscono altrettanti criteri selettivi troveranno la loro trattazione in relazione ai Principi inerenti, Principi che vengono riassunti in formulazione generale dal *Principio di Semplicità Maggiore.*

Con ciò verrà esaurito l'enunciazione di queste premesse di *Eufonotecnica Teorica*. Esse vengono sottoposte all'esame dei tecnici nel tentativo di aprire nuovi indirizzi sia nel campo della produzione dei suoni (applicazioni timbriche - strumento totale), sia in quello più propriamente artistico (applicazioni melodiche ed orchestrali, compositore automatico di musica, combinatore di polifoni).

È sopratutto augurabile che la specifica competenza di studiosi nel campo possa trovare in queste nuove concezioni materia di sviluppi d'indole tecnico-artistica: e miglior successo per la presente ricerca non ci potrebbe essere.

Ciò possibile, oggi particolarmente, poichè le tecniche hanno ormai raggiunto tale grado di approfondimento e analisi da poter affrontare lo stesso problema artistico, uno tra i più difficili problemi della realtà fenomenica.

Mario Cremonesi

Bibliografia

1. J. Schillinger, *The Mathematical Basis of the Arts.* Philosophical Library, N. York (1943).

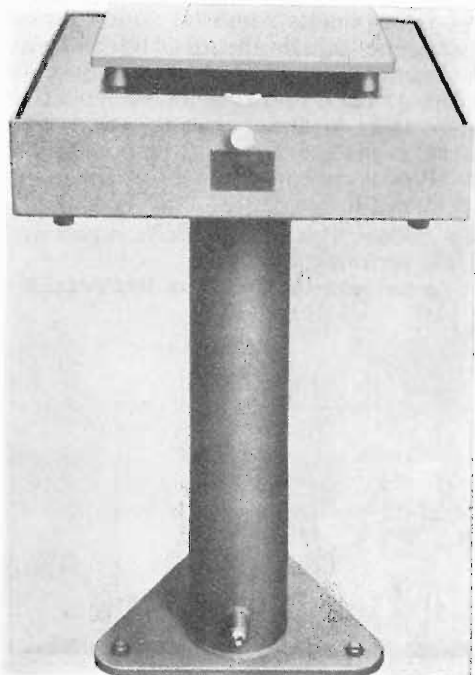
2. P. Righini: *Il suono e la Teoria delle Proporzioni.* F.lli Bocca, Milano (1951).

3. L. Euler: *Tentamen Novae Theoriae Musicae Petr.* (1739).

4. Gevaert: *Histoire et Theorie de la Musique de l'antiquité.*

5. Rameau: *Generation Harmonique,* in collab. de Mairan et de Gemaches (1721).

6. L.F. Helmholtz: *Die Lehrs von den Tonempfindungen als phisyologische Grundlage fuer die Theorie der Musik.*

7. A. Vinci: *Italo Graziotin e le sue leggi dell'Eufonotecnica.* Riv. « Il Diapason », n. 3/4, 1953, pag. 17 e segg.

Una tavola isolata con molle che protegge strumenti delicati

L'illustrazione mostra il modello tipo standard di una tavola con isolamento a molle e attenuazione viscosa. Essa è stata studiata per proteggere equilibri impercettibili da vibrazioni ed urti esterni, sebbene sia già stata usata per isolare galvanometri ed altri strumenti elettronici e per ricerche.

Presso tre punti il piano della tavola è sostenuto da molle elicoidali di acciaio su viti calanti. Una barra di acciaio pesante, fissata sulla superficie inferiore del piano, si trova immersa nel fluido ammortizzatore viscoso contenuto nella colonna tubolare.

Questa bassa agisce sia da massa stabilizzante sia da pistone ammortizzatore.

La ditta offre molle con grado diverso di rigidità; esse consentono un efficace isolamento persino dalle vibrazioni di bassa frequenza e dagli urti pesanti. La viscosità del fluido ammortizzatore può essere variata in modo da ottenere il coefficiente di ammortizzazione più indicato; se necessario, il piano si presta ad essere bloccato durante l'uso. Uno spurgo permette che la colonna sia vuotata.

L'altezza totale della piastra di base, le cui dimensioni sono di 305 x 381 mm., è di 885 mm. La finitura tipo standard è in vernice a fuoco color grigio argento.

La ditta può progettare e fornire tavole per scopi speciali nei casi in cui il modello qui descritto non si presta ad essere usato.

W. Christie & Grey Ltd.,

1 Finsbury Square,

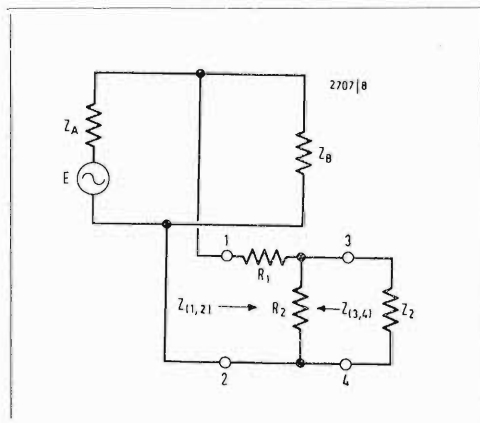
London, E.C.2, Gran Bretagna.

Attenuatori per basse frequenze

(parte seconda)

Attenuatori ad "L" del tipo derivato

di L. Bassetti

Un attenuatore ad « L » del tipo derivato è una rete elettrica composta da due resistenze, una in serie ed una in parallelo, asimmetricamente disposte nella forma della lettera « L ». La resistenza in serie è disposta all'ingresso della rete.

Z_A e Z_B = Impedenza del generatore e del carico del circuito principale.

Z_2 = Impedenza d'ingresso del circuito ausiliario.

$Z_{(1,2)}$ = Impedenza d'ingresso della rete con il carico (Z_2) collegato.

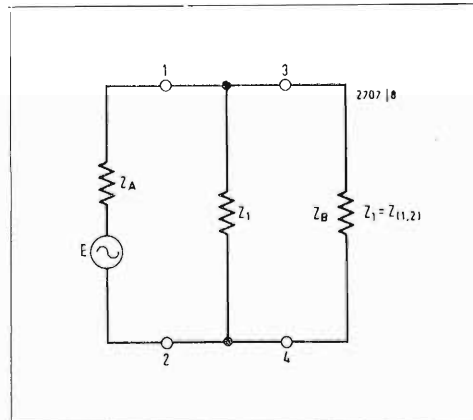
$Z_{(3,4)}$ = Impedenza d'uscita della rete con l'impedenza equivalente (Z_R) del circuito principale collegata.

Uso di un attenuatore ad « L » derivato

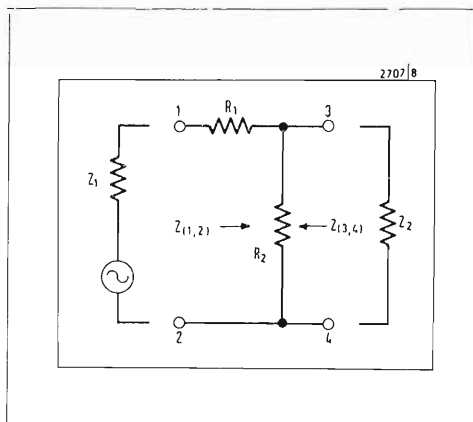
L'inserimento di un attenuatore di tale tipo in un sistema elettrico viene in genere effettuato per raggiungere il seguente scopo:

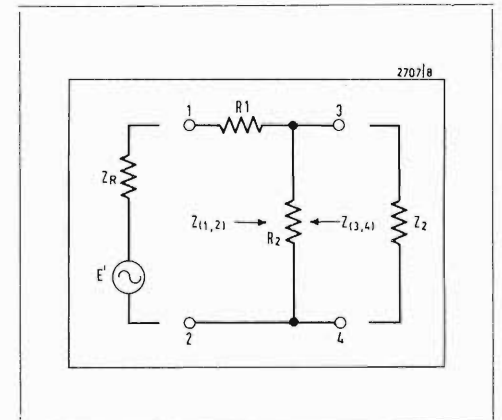
Derivare da un circuito di trasmissione principale un altro circuito senza alterarne le caratteristiche elettriche.

Prima di stabilire i dati di progetto dell'attenuatore è opportuno considerare le ripercussioni che si hanno nel circuito principale ed in quello ausiliario per l'inserimento di tale rete.

Circuito principale

La derivazione da un qualsiasi circuito, corrisponde all'inserimento in parallelo su di esso di una impedenza di valore pari a quella d'ingresso del circuito derivato od ausiliario.

Tale inserimento altera l'impedenza ottima di carico del generatore ed introduce una perdita di livello sul carico (Z_B). Per limitare tali inconvenienti è opportuno che l'impedenza (Z_1) sia la più alta possibile.

Circuito ausiliario

Se l'impedenza d'ingresso del circuito ausiliario è di valore tale da provocare, una volta inserito in derivazione sul circuito principale, alterazioni sensibili nelle caratteristiche del circuito stesso, è necessario inserire in serie una rete che attui l'isolamento degli equipaggiamenti dei due circuiti mediante la trasformazione delle impedenze con la minima attenuazione possibile. L'attenuazione è in funzione diretta del valore del rapporto delle impedenze.

Attenuatore ad « L »

Stabilito il valore ottimale dell'impedenza (Z_1) ed in base all'impedenza (Z_2) del carico ausiliario, si determinano i valori delle resistenze R_1 ed R_2 usando le formule di calcolo di un attenuatore ad « L » (per $Z_1 > Z_2$) del tipo a resistenza in serie all'ingresso, che attui l'adattamento completo al generatore fittizio (Z_1) ed al carico con la minima attenuazione possibile.

Tale rete, inserita in derivazione nel circuito principale, mantiene l'impedenza (Z_1) al valore stabilito, mentre quella ($Z_{(3,4)}$) risulta leggermente inferiore in quanto al posto del generatore (Z_1) trova l'impedenza più piccola (Z_R).

Procedura da seguire per il calcolo dell'attenuatore derivato

A) *Metodo teorico esatto*

Partendo dai dati di progetto

Z_A e Z_B = Impedenza del generatore e del carico del circuito principale;

Z_2 = Impedenza d'ingresso del circuito ausiliario;

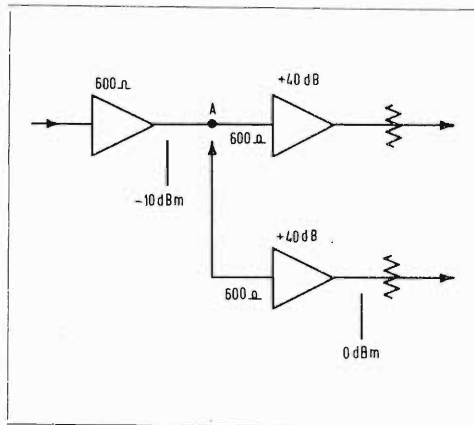
Nota: Tutte le impedenze (Z) vengono considerate come *Impedenze puramente resistive.*

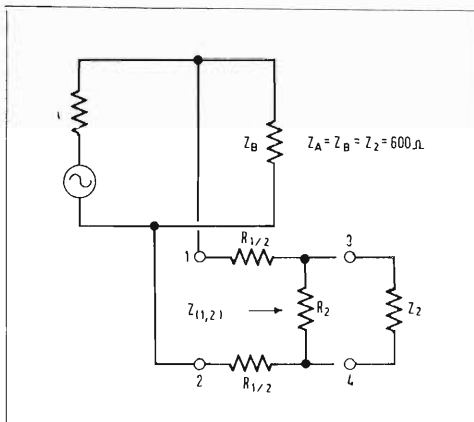
si può procedere come segue:
1. stabilire l'attenuazione d'inserzione ammessa nel circuito principale;
2. in base ad essa calcolare, con le apposite formule, il valore dell'impedenza d'inserzione (Z_1), che corrisponderà al valore dell'impedenza $Z_{(1,2)}$ d'ingresso dell'attenuatore vero e proprio;
3. considerando (Z_1) e (Z_2) le impedenze del generatore e del carico dell'attenuatore, calcolare con le apposite formule, i valori delle resistenze R_1 ed R_2 dei suoi rami;
4. calcolare il valore dell'attenuazione totale, che si ha sull'utilizzatore (Z_2) del circuito ausiliario, attenuazione che è uguale al prodotto di quella d'inserzione per quella della rete;
5. se il valore dell'attenuazione totale risultasse eccessivo per il funzionamento del circuito ausiliario, si dovrà rivedere di nuovo il problema cercando una soluzione ammissibile di compromesso fra l'attenuazione d'inserzione e quella della rete;
6. determinare il wattaggio necessario per la potenza dissipata nella rete.
Per ridurre gli effetti del riscaldamento, di norma si valuta il wattaggio dei resistori con un coefficiente di sicurezza variabile dal 50% al 100%;
7. scegliere il resistore più idoneo.
B) *Metodo pratico approssimato.*
1. si determina il valore dell'impedenza equivalente del circuito principale (Z_R);
2. si assume il resistore R_1 del valore uguale all'impedenza (Z_R), moltiplicato per un fattore (n), che in genere è uguale o maggiore di 10, ed il resistore R_2 del valore uguale all'impedenza (Z_2) d'ingresso del dispositivo, che deve essere alimentato dalla rete.
Per un fattore $n = 10$ si ha una attenuazione d'inserzione di circa 1 dB; per $n = 20$, circa 0,5 dB; per $n = 30$, circa 0,25 dB;
3. l'attenuazione esatta d'inserzione e della rete può essere calcolata con le apposite formule della tabella n° 2.

Esempi

Problema 1

In una catena microfonica di trasmissione dalle caratteristiche della fig. 1 si deve prelevare nel punto A il segnale per alimentare a mezzo di un amplificatore di tensione un sistema monitorio.

Attenuazione massima consentita nella catena principale 0,5 dB.
Si determinino le caratteristiche di un attenuatore ad « L » da collegarsi in derivazione nel punto A per alimentare l'amplificatore monitorio.

Soluzione

1. Si consideri anzitutto il circuito elettrico equivalente a quello di fig. 1 completo dell'attenuatore ad « L » derivato.

2. Determinazione di Z_1.

— Dalla tabella n° 3 si desume il valore di K corrispondente alla attenuazione di 0,5 dB

$$K = 1{,}059$$

— Dalla tabella n° 1 si desume la formula per il calcolo di Z_1

$$Z_1 = \frac{Z_o}{2} \cdot \frac{1}{K - 1}.$$

— Sostituendo i valori noti nella formula sopra scritta, il valore di Z_1 è dato come segue:

$$Z_1 = 300 \cdot 16{,}95 = 5.085\ \Omega$$

si assume, per semplificazione dei calcoli successivi

$$Z_1 = 5.000\ \Omega$$

3. Calcolo di R_1 ed R_2.
Dalla tabella n° 1 si desumono le formule relative

$$R_1 = Z_1 \sqrt{1 - \frac{Z_2}{Z_1}}$$

$$R_2 = \frac{Z_2}{\sqrt{1 - \frac{Z_2}{Z_1}}}$$

e sostituendo i valori $Z_1 = 5.000$ e $Z_2 = 600$ si ha:

$$R_1 = 5.000 \cdot 0{,}938 = 4.690\ \Omega$$

$$R_2 = \frac{600}{0{,}938} = 639{,}6\ \Omega$$

4. Determinazione dell'attenuazione totale (K_t) nel carico ausiliario (Z_2).
— Dalla tabella n° 1 si desume la formula relativa

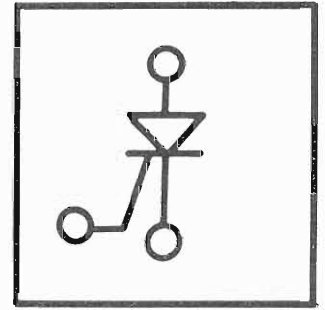
$$K_t = \left(1 + \frac{Z_o}{2Z_1}\right)\left(\frac{Z_1}{Z_2} + \sqrt{\left(\frac{Z_1}{Z_2}\right)^2 - \frac{Z_1}{Z_2}}\right)$$

e sostituendo i valori noti si ha:

$$K_t = 1{,}06 \cdot 16{,}2 = 17{,}17$$

corrispondente in dB

$$\text{dB} = 24{,}7$$

Conclusione
L'inserimento dell'attenuatore ad « L » del tipo bilanciato calcolato può essere considerato attuabile in quanto determina le condizioni previste dal problema.
Problema 2
Con i dati del problema 1 si calcolino gli elementi dell'attenuatore usando il metodo pratico approssimato.
1. Dalla tabella n° 2 si desumono le formule per il calcolo di R_1 ed R_2

$$R_1 = n \frac{Z_o}{2}$$

$$R_2 = Z_2$$

2. Sostituendo nelle formule i valori conosciuti ed assumendo $n = 20$, i corrispondenti valori di R_1 ed R_2 sono dati come segue:

$$R_1 = 20 \cdot 300 = 6.000\ \Omega$$

$$R_2 = 600\ \Omega$$

3. Verifica delle attenuazioni

a) attenuazione d'inserzione

$$K = 1 + \frac{Z_o}{2R_1 + R_2}$$

e sostituendo i valori noti si ha:

$$K = 1{,}047$$

corrispondente in dB a

$$\text{dB} = 0{,}4$$

b) attenuazione totale

$$K_t = \left(1 + \frac{Z_o}{2R_1 + R_2}\right)\left(1 + \frac{2R_1}{R_2}\right)$$

e sostituendo i valori noti si ha:
$K_t = 1{,}047 \cdot 20 = 20{,}94$ uguale a 26,4 dB

TABELLA 1 — ATTENUATORE AD "L" TIPO DERIVATO (metodo A)

CONFIGURAZIONE PRINCIPALE (Sbilanciato / Bilanciato / Bilanciato a terra)	Descrizione	Formule aritmetiche di progetto	Attenuazioni particolari	Formule di controllo e particolari
Configurazione equivalente rispetto al carico Z_B	$Z_A = Z_B = Z_o$	$Z_1 = \frac{Z_o}{2} \cdot \frac{1}{K-1}$	$K^{(1)} = 1 + \frac{Z_o}{2Z_1}$	$Z_{(C,D)} = \frac{Z_1 \cdot Z_o}{Z_1 + Z_o}$
	$Z_A \neq Z_B$	$Z_1 = \frac{Z_A \cdot Z_B}{Z_A + Z_B} \cdot \frac{1}{K-1}$	$K^{(1)} = 1 + \frac{Z_A \cdot Z_B}{Z_1(Z_A + Z_B)}$	$Z_{(C,D)} = \frac{Z_1 \cdot Z_B}{Z_1 + Z_B}$
Configurazione equivalente rispetto al carico Z_2	$Z_A = Z_B = Z_o$	$Z_R = \frac{Z_o}{2}$ $E' = \frac{E}{2}$	$K^{(2)} = \frac{Z_1}{Z_2} + \sqrt{\left(\frac{Z_1}{Z_2}\right)^2 - \frac{Z_1}{Z_2}}$	$Z_{(1,2)} = R_1 + \frac{R_2 \cdot Z_2}{R_2 + Z_2}$ $Z_{(3,4)} = \frac{R_2(R_1 + Z_R)}{R_2 + R_1 + Z_R}$ $K^{(2)} = \frac{R_1}{Z_2} + \frac{R_1 + R_2}{R_2}$ $R_1 \cdot R_2 = Z_1 \cdot Z_2$
	$Z_A \neq Z_B$	$Z_R = \frac{Z_A \cdot Z_B}{Z_A + Z_B}$ $E' = \frac{E \cdot Z_B}{Z_A + Z_B}$		
Configurazione per il calcolo di R_1 ed R_2	$Z_1 > Z_2$	$R_1 = Z_1\sqrt{1 - \frac{Z_2}{Z_1}}$ $R_2 = \frac{Z_2}{\sqrt{1 - \frac{Z_2}{Z_1}}}$	(1)-Attenuazione d'inserzione rispetto al carico Z_B (2)-Attenuazione della rete rispetto al carico Z_2 K_t=Attenuazione totale (d'inserzione + rete) rispetto al carico Z_2 $K_t = K^{(1)} \cdot K^{(2)}$	

TABELLA 2 — ATTENUATORE AD "L" TIPO DERIVATO (metodo B)

CONFIGURAZIONE	DESCRIZIONE	FORMULE ARITMETICHE DI PROGETTO	ATTENUAZIONI PARTICOLARI	FORMULE DI CONTROLLO
Z_A, Z_B, E, R_1, R_2, Z_2, 1, 2, 3, 4, $Z_{(1,2)}$, $Z_{(3,4)}$	$Z_A = Z_B = Z_0$	$R_1 = n \cdot \frac{Z_0}{2}$	$K^{(1)} = 1 + \frac{Z_0}{2R_1 + R_2}$	$Z_{(1,2)} = R_1 + \frac{R_2 \cdot Z_2}{R_2 + Z_2}$
	$n \geq 10$	$R_2 = Z_2$	$K^{(2)} = 1 + \frac{2R_1}{R_2}$	
	$Z_A \neq Z_B$	$R_1 = n \cdot Z_R$	$K^{(1)} = 1 + \frac{2Z_R}{2R_1 + R_2}$	$Z_{(3,4)} = \frac{R_2 \cdot (R_1 + Z_R)}{R_2 + R_1 + Z_R}$
	$n \geq 10$	$R_2 = Z_2$	$K^{(2)} = 1 + \frac{2R_1}{R_2}$	
$Z_R = \frac{Z_A \cdot Z_B}{Z_A + Z_B}$	(1) Attenuazione d'inserzione rispetto al carico Z_B (2) Attenuazione della rete rispetto al carico Z_2 K_t Attenuazione totale (d'inserzione + rete) rispetto al carico Z_2 $K_t = K^{(1)} \cdot K^{(2)}$			

Tabella 3.

dB	K	dB	K	dB	K	dB	K
0,05	1,0057731	3,6	1,51356	18,0	7,9433	35,0	56,234
0,1	1,011579	3,8	1,54882	18,5	8,4139	36,0	63,096
0,2	1,023292	4,0	1,58489	19,0	8,9125	37,0	70,795
0,3	1,035143	4,5	1,67880	19,5	9,4406	37,5	74,989
0,4	1,047128	5,0	1,77828	20,0	10,0000	38,0	79,433
0,5	1,059254	5,5	1,88365	20,5	10,5925	39,0	89,125
0,6	1,071250	6,0	1,99526	21,0	11,2202	40,0	100,000
0,7	1,083928	6,5	2,1135	21,5	11,8850	40,5	105,925
0,8	1,096477	7,0	2,2387	22,0	12,589	41,0	112,202
0,9	1,10917	7,5	2,3714	22,5	13,335	42,0	125,89
1,0	1,12202	8,0	2,5119	23,0	14,125	43,0	141,25
1,1	1,13501	8,5	2,6607	23,5	14,962	43,5	149,62
1,2	1,14815	9,0	2,8184	24,0	15,849	44,0	158,49
1,3	1,16145	9,5	2,9854	24,5	16,788	45,0	177,83
1,4	1,17490	10,0	3,1623	25,0	17,783	46,0	199,53
1,5	1,18850	10,5	3,3497	25,5	18,836	46,5	211,35
1,6	1,20227	11,0	3,5481	26,0	19,953	47,0	223,87
1,7	1,21618	11,5	3,7584	26,5	21,135	48,0	251,19
1,8	1,23027	12,0	3,9811	27,0	22,387	49,0	281,84
1,9	1,24452	12,5	4,2170	27,5	23,714	50,0	316,23
				28,0	25,119		
2,0	1,25893	13,0	4,4668				
2,2	1,28825	13,5	4,7315	28,5	26,607		
2,4	1,31826	14,0	5,0119	29,0	28,184		
2,5	1,33352	14,5	5,3088	29,5	29,854		
2,6	1,34896	15,0	5,6234	30,0	31,623		
				31,0	35,481		
2,8	1,38038	15,5	5,9566				
3,0	1,41254	16,0	6,3096	31,5	37,584		
3,2	1,44544	16,5	6,6834	32,0	39,811		
3,4	1,47911	17,0	7,0795	33,0	44,668		
3,5	1,49623	17,5	7,4989	34,0	50,119		
				34,5	53,088		

$K = \frac{V_1}{V_2}; \frac{I_1}{I_2}$ dB = 20 $\log_{10} K$ $K = \text{antilog.} \frac{\text{dB}}{20}$

a cura di A. Longhi

Nuovo metodo di misura e di analisi dell'intermodulazione

Si mette a punto il metodo oscillografico per dare risultati quantitativi tenendo conto della relazione trovata sperimentalmente fra la profondità totale dell'insenatura e la percentuale di intermodulazione.

Premessa

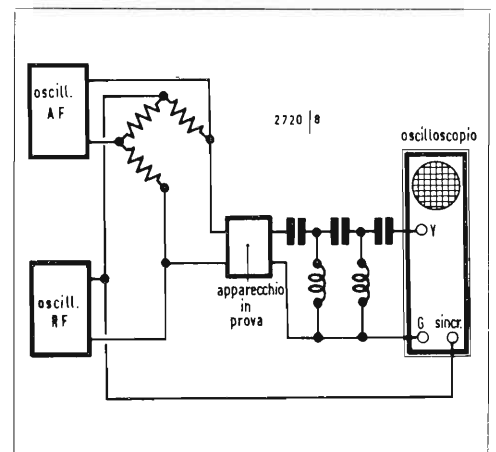
È utile pubblicare di quando in quando una nuova edizione di un articolo, che ha segnato una data nella storia della scienza. È appena da credere che a una certa epoca, il criterio di buona qualità per la distorsione armonica fosse il 5% e che non si conoscessero ancora i metodi di intermodulazione per misurare le distorsioni. Questo articolo fu scritto da C. J. Lebel, oggi defunto, ma al quale si dovettero gli enormi progressi dell'Audio Engineering Society. È una specie di classico della misura delle distorsioni. Questo articolo è attuale oggi come nel 1950, per il modo come esso tratta l'argomento, ha assai più che un interesse storico, è moderno.

Introduzione

L'apparecchio per misurare la distorsione che ci accingiamo a studiare è un perfezionamento quantitativo del metodo, che impiega un oscilloscopio e che era considerato come un metodo qualitativo. Durante le ricerche, si riscontrarono grossolani errori nel rapporto 4/1 tradizionalmente accettato fra l'intermodulazione e la distorsione armonica.
Gli apparecchi che servono a misurare l'intermodulazione (costruiti secondo il criterio di Hilliard) comportano il mezzo di applicare un oscilloscopio nei loro circuiti; ma il primo studio che è stato pubblicato sugli oscillogrammi per la misura della distorsione, è dovuto al McProud.

La distorsione armonica in relazione all'intermodulazione

Nelle applicazioni acustiche, la misura della distorsione deve fornire un numero avente una relazione con l'aggressività del suono per l'orecchio, poichè le applicazioni acustiche sono normalmente destinate a essere ascoltate. A questo riguardo, il metodo armonico per misurare la distorsione può non essere soddisfacente. Esso non mette in evidenza il cattivo risultato, che si ottiene detergendo una matrice di disco, mentre il metodo di intermodulazione vi riesce.
L'autore di questo articolo si è accorto che un cattivo spostamento (di una puntina di fonorivelatore nel solco di un disco) può non produrre alcun effetto di distorsione armonica, mentre con l'intermodulazione, o semplicemente a orecchio, questo difetto, è evidentissimo.
Il metodo armonico può essere soddisfacente se si misurano solo le ampiezze relative delle varie armoniche e se si applica loro un coefficiente di valore. Per arrivare a questo risultato, bisogna possedere un analizzatore d'onda, che risulta di uso penoso e che porta via molto tempo. Inoltre, ben poca letteratura è stata scritta circa i coefficienti di valore, che permetta di porre sullo stesso livello un'armonica e la sua aggressività per l'orecchio. Un primo tentativo fu fatto in questo senso nel 1937 dalla R.M.A., che propose di moltiplicare l'ampiezza dell'ennesina armonica per $n/2$. Una proposta più recente fatta dallo Shorter, che prevede per l'ennesima armonica un coefficiente pari a $n^2/4$, in questo sistema un'armonica inferiore allo 0,03% sarebbe trascurabile.
Un problema fondamentale con il metodo delle armoniche risiede nella generazione di un'onda pura all'ingresso dell'apparecchio in esame, poichè uno strumento destinato a misurare le armoniche non può distinguere se un'onda deformata debba questo difetto al generatore o all'apparecchio in prova.
Per ogni data frequenza, un'onda può essere prodotta da un filtro a buon mercato, ma quando le prove si estendono ad un vasto campo di frequenze, un generatore di onde perfette è più costoso dello strumento di misura della distorsione.
Con il metodo d'intermodulazione, non occorre avere segnali assolutamente puri e i segnali forniti da un generatore comune di laboratorio sono soddisfacenti; risulta facile miscelare due frequenze senza creare intermodulazione al generatore, il che sarebbe causa d'errori.
Il metodo d'intermodulazione venne dapprima utilizzato su vasta scala nell'industria cinematografica, quando il metodo armonico diede prova della sua inettitudine a servire da guida per la stima a orecchio della distorsione delle registrazioni. Il Roys ha largamente impiegato l'intermodulazione per lo studio di vari problemi relativi alla registrazione e alla riproduzione dei dischi. Egli ha dimostrato che è un metodo sicuro per mettere in evidenza i difetti di fabbricazione, laddove il metodo delle armoniche non dà niente, e che è anche un metodo utile per studiare le distorsioni del solco.
Possiamo sostenere che il metodo d'intermodulazione si avvicina di più al giudizio dell'orecchio, perchè il risultato è automaticamente corretto con un coefficiente secondo l'ordine di distorsione. Si è data poca considerazione a questo problema e se qualcuno volesse ben studiare l'effetto delle distorsioni di un ordine più alto, renderebbe un grande servizio all'arte musicale. Dai lavori di Frayne e Scoville, appare evidente che il coefficiente per distorsioni di ordini più elevati, dovrebbe essere aumentato, se si vuole, adottando un rapporto maggiore fra le tensioni di segnali di bassa e di alta frequenza del rapporto 4/1 di uso corrente. Si potrebbero fare studi interessanti con il rapporto 8/1.
Si può tranquillamente concludere che il metodo d'intermodulazione merita di essere utilizzato più spesso, di quanto non si usi fare. Un motivo di questo scostamento è il costo molto alto degli strumenti di misura dell'intermodulazione (ma ciò non è del tutto vero, perchè la Heathkit fornisce ad un prezzo accessibile uno strumento per effettuare questa misura); un altro è che non si è compreso il valore degli oscillogrammi, come guida nelle misure correttive.

Fig. 1. Circuito tipico per l'analisi dell'intermodulazione.

Un metodo per misurare l'intermodulazione

Come si può constatare, il metodo che segue differisce dai procedimenti noti solo nella fase finale.

1) Miscelare due suoni di frequenze diverse, senza intermodulazione, in un qualsiasi circuito normale.

2) Applicare il suono composto di due frequenze all'apparecchio da provare.

3) Inviare il segnale di uscita in un filtro passa alto, che blocca la frequenza più bassa. Un simile circuito è rappresentato in fig. 1.

4) Osservare il segnale di uscita del filtro con un oscillografo, la cui deviazione sia sincronizzata sul suono di frequenza bassa.

a) Se il suono di frequenza alta non è modulato dal suono di frequenza bassa (cioè se ci si trova nel caso d'intermodulazione zero), lo schermo dell'oscilloscopio presenta un rettangolo di luce come *A* in fig. 2.

b) se un suono influenza l'altro (caso d'intermodulazione per definizione) il rettangolo luminoso risulta deformato da una o più insellature come in *B* della fig. 2.

5) Esiste una relazione quantitativa fra la profondità delle insellature e la percentuale d'intermodulazione. Ogni insellatura ha una profondità, che viene definita come in fig. 3 e che si esprime in percento. Un segnale di questo tipo avrà generalmente più di un'insellatura e ciascuna di esse avrà la sua propria profondità. In questo caso, si usa la seguente relazione: profondità totale dell'insellatura = profondità dell'insellatura 1 + profondità dell'insellatura 2 + etc. Ciò può condurre oltre il 100 % se l'insellatura è espressa in percentuale.

Fig. 2. Inviluppo dell'oscillogramma senza intermodulazione (A) e con intermodulazione (B).

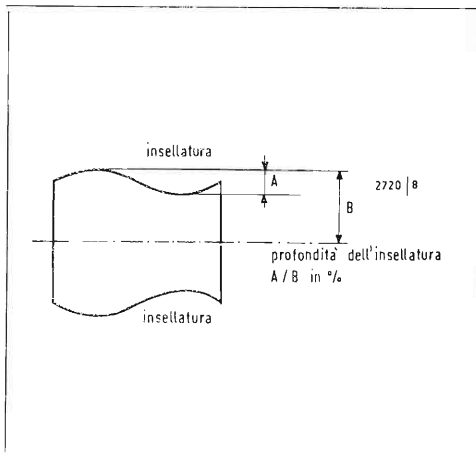
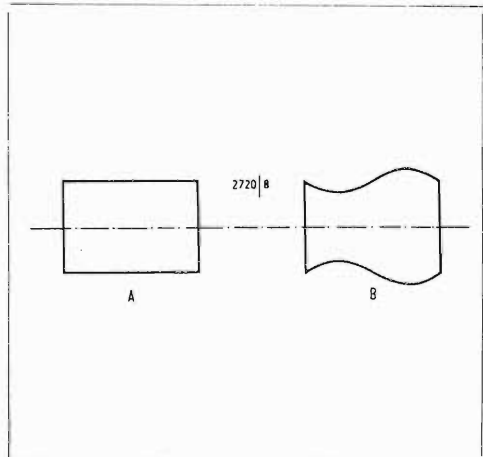



Fig. 3. Definizione della profondità dell'insellatura.

La relazione fra la profondità totale dell'insellatura e la percentuale è espressa in fig. 4. È stata determinata sperimentalmente usando uno strumento di misura simile a quello di Hilliard; i punti caratteristici rilevati sperimentalmente sono stati riportati in fig. 4. Si sono utilizzati i seguenti tipi di amplificatori in diverse combinazioni: diretto, controfase, triodi e pentodi, tubi amplificatori di tensione o di corrente, con o senza controreazione. Tutti coincidevano con lo stesso grafico entro i limiti di errore sperimentale.

Poichè questa relazione è lineare per la parte di maggior interesse del grafico (tra 0 e 40 %), è possibile usare lo schermo di un oscilloscopio calibrato in modo opportuno per trovare, con una semplice lettura, l'effetto d'intermodulazione di ciascuna insellatura.

Al disotto del 40 %, si può utilizzare la stessa scala con un grafico di correzione.

Analisi degli oscillogrammi

Lo schermo dell'oscilloscopio può far apparire tutta una varietà di disegni. In uno stadio di uscita ad un solo tubo, possono apparire normalmente due o quattro insellature secondo le condizioni. Se la polarizzazione è troppo bassa, possono apparire due insellature strette su di un lato dell'oscillogramma come in fig. 5. Quando si impiega un tubo a breve gomito di griglia, si vedono insellature più larghe dall'altro lato dell'oscillogramma. Non si sono usate le parole destra e sinistra nei riferimenti alle posizioni delle insellature, perchè queste posizioni dipendono dal numero degli stadi di amplificazione e dallo schema circuitale dell'oscilloscopio.

In un circuito ad un solo tubo amplificatore di uscita, con un oscilloscopio di caratteristiche comuni, le insellature imputabili alla polarizzazione sono sulla sinistra e le insellature dovute al taglio di griglia sono sulla destra. Se un amplificatore è sovraccaricato, le insellature di polarizzazione e di taglio appaiono simultaneamente e sono quattro in tutto. Nel caso di un amplificatore in controfase, quattro insellature sono abituali come in fig. 6 e, se lo stadio è perfettamente equilibrato, le insellature hanno uguali dimensioni. Se lo stadio bilanciato è pilotato da uno stadio di amplificazione lineare, che si sovraccarica facilmente, una delle insellature diminuisce e può anche sparire come in fig. 7.

Il fatto che queste insellature appaiano in alto o in basso dell'oscillogramma, prova che l'intermodulazione può originarsi sia sul semiciclo positivo, sia sul semiciclo negativo dell'onda di frequenza più alta. Poichè le insellature non sono ne-

Fig. 4. Percentuale della profondità delle insellature e percentuale d'intermodulazione.

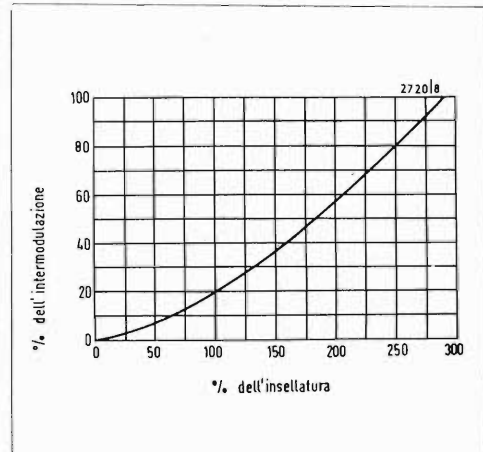
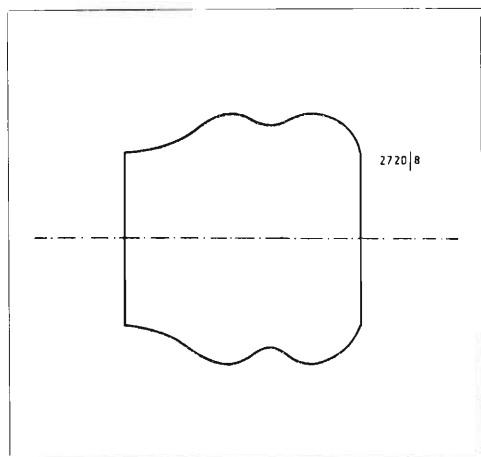
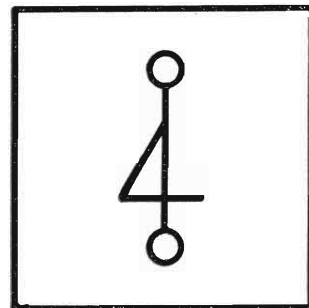



Fig. 5. Aspetto caratteristico di un oscillogramma quando la polarizzazione è insufficiente, nel caso di un solo tubo di uscita.

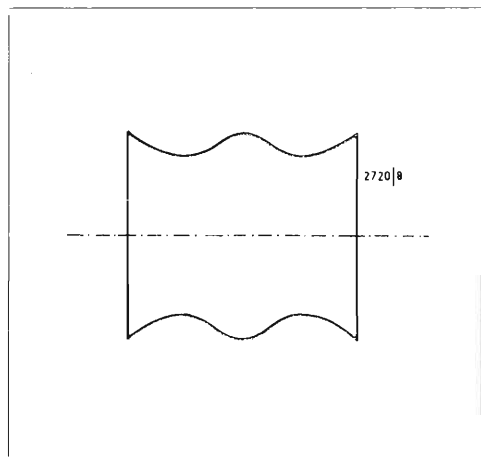



Fig. 6. Oscillogramma normale con insellature di uno stadio di amplificazione in controfase.

cessariamente simmetriche, è chiaro che il rivelatore di uno strumento di misura dell'intermodulazione deve agire sulle due fasi, senza di che arrischierebbe di trascurare gli effetti d'intermodulazione sul semiciclo che non è raddrizzato.
Quanto precede è sufficiente per indicare la natura generale dell'informazione fornita dalle insellature: uno studio dettagliato dell'argomento potrebbe dar luogo ad un altro articolo.

Rapporto di tensione

Si è presa l'abitudine di eseguire la maggior parte delle prove d'intermodulazione con il rapporto di tensioni di bassa frequenza-alta frequenza uguale a 4 a 1. Questo principio può condurre a risultati di dubbio significato se lo si applica universalmente; ciò diviene evidente se si considerano rapidamente le relazioni fisiche, che intervengono. Per esempio, se si impiega un suono di prova composto di 40 Hz e di 20 kHz con rapporto 4/1, con la maggior parte degli amplificatori, sarà difficile rendersi conto nelle misure se è la distorsione di bassa frequenza, o la distorsione di alta frequenza quella dominante. Se si vuole che i risultati siano veritieri, bisogna valutare separatamente le condizioni di bassa e di alta frequenza. Per applicare questo metodo, la distorsione di bassa frequenza dovrebbe essere verificata impiegando un segnale di 40 o 60 Hz ed uno di alta frequenza, che non avesse relativamente tendenza alla distorsione. Questo segnale potrebbe essere di 3 kHz e si dovrebbe usare il rapporto di tensione 4/1. Così l'alta frequenza sarebbe essenzialmente una indicazione.
Una misura in alta frequenza dovrebbe essere fatta a 7 kHz o a 12 kHz e un'altra con una frequenza bassa, che avesse una tendenza minima alla distorsione. Questa potrebbe essere una bassa frequenza di 100 o 200 Hz, con il rapporto di tensione 4/1.
Un certo numero di studi eseguiti hanno confrontato il metodo d'intermodulazione con il metodo dei due suoni o metodo C.C.I.F., pretendendo che quest'ultimo sia molto più sensibile alla distorsione di alta frequenza. Noi tendiamo piuttosto ad attribuire i risultati degli studiosi al fatto che essi hanno fatto prove, senza precauzioni, tentando di misurare la distorsione di alta frequenza con un suono di bassa frequenza di ampiezza quadrupla di quella della frequenza alta, della quale tenteremo di determinare gli effetti.

Origini

L'esame degli oscillogrammi per le prove di intermodulazione è stato suggerito dallo Hilliard nel 1941, ma egli non ha fornito alcun dato sul tipo di figure che avrebbero potuto apparire, nè sul loro significato.
Pochi americani le hanno impiegate. In Europa, ci si è serviti talvolta. McProud nel 1947 ha descritto gli oscillogrammi e la loro interpretazione per l'analisi delle distorsioni, ma ha precisato che la relazione fra le dimensioni delle insellature e la percentuale d'intermodulazione era solo qualitativa. Se non si teneva conto che di un'insellatura, come faceva Mc Proud, ciò era esatto, ma quando si studiava la profondità totale delle insellature (ciò che non faceva McProud) come abbiamo detto sopra, era in errore.
Nel corso delle nostre esperienze, abbiamo osservato un effetto nuovo: l'oscillogramma presenta delle gobbe invece di insenature, segno di rigenerazione. Ciò può avvenire negli amplificatori a stadi multipli se l'isolamento e i condensatori di filtro sono insufficienti, o se la rete di controreazione adottata non è stata studiata in modo opportuno. Sembra che ciò si verifichi soprattutto nella gamma da 5 a 35 Hz e ciò spiega perchè alcuni apparecchi danno buoni risultati alle prove in condizioni classiche e tuttavia forniscono suoni sgradevoli all'ascolto.

Relazioni fra la distorsione di intermodulazione e la distorsione armonica

Si ha l'abitudine di affermare che esista un rapporto fisso tra la distorsione d'intermodulazione e la distorsione armonica prodotte allo stesso punto . Così nel 1939, Frayne e Scoville diedero formule per il rapporto abituale 4/1 fra le entrate dell'intermodulazione di bassa e alta frequenza, l'intermodulazione essendo 3,2 volte la distorsione armonica, per il secondo ordine di distorsione. Essi conclusero che il rapporto totale doveva essere 3,8.
Nel 1941, Hilliare avanzò l'idea che il rapporto dovesse essere *approssimativamente* 4. Sfortunatamente, la parola

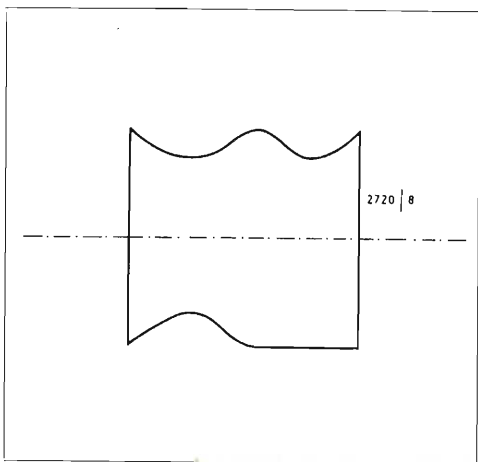



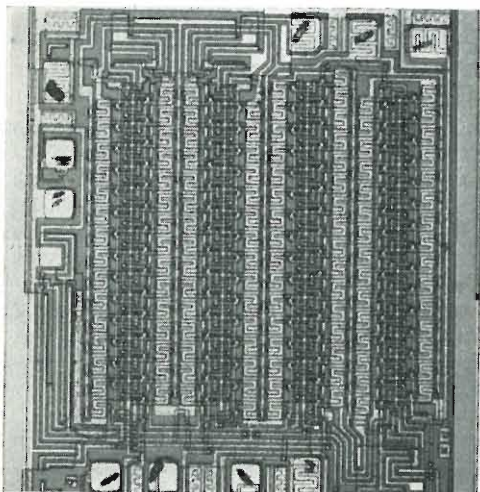
Fig. 7. Stadio di amplificazione di uno stadio in controfase associato ad uno stadio di amplificazione normale; l'oscillogramma mostra l'effetto del sovraccarico di quest'ultimo stadio.

Fig. 8. Distorsione armonica e d'intermodulazione (IM) con le loro caratteristiche, per un amplificatore controfase. Si vede che il rapporto fra i due parametri varia.

approssimativamente venne trascurata quando la frase fu riferita ai tecnici. Così, la maggior parte degli ingegneri hanno malauguratamente adottato il rapporto rigido 4/1.
Nel 1948, Warren e Hewlett analizzarono questa relazione in modo più approfondito. Per la legge di distorsione, essi accettarono dapprima 3,2 volte per i comuni amplificatori e 3,8 per gli amplificatori in controfase, ma qualora si fosse seguita un'altra legge di distorsione, trovarono che questo rapporto sarebbe caduto all'unità.
Nel 1950, il Roddam accettò un'altra legge e trovò il rapporto 2,8 per una distorsione di secondo ordine. Lo stesso anno, il Callendar osservò che le prove che potevano essere condotte con tubi diversi, in condizioni diverse di classe *A* e *AB*, davano ai rapporti valori, che non si accordavano bene con i valori calcolati.
In una serie di osservazioni interessanti e significative con diversi amplificatori, il Pappas aveva ottenuto rapporti, che andavano da oltre 6 fino a cifre inferiori all'unità.
La fig. 8 illustra che il rapporto può modificarsi secondo le condizioni dell'esperienza ed illustra i risultati che si ottengono con uno stadio di uscita in controfase e con un solo tubo pilota.
È evidente dalla fig. 8 e da altri dati che non è possibile generalizzare il rapporto esistente fra la distorsione armonica e quella d'intermodulazione. In condizioni limitate, un dato rapporto può essere applicabile, ma è utilizzabile solo in quel preciso caso. Il rapporto « 4 » costituisce un pericoloso errore e deve essere dimenticato da tutti coloro che vogliono ragionare seriamente.

Conclusioni

Il nuovo metodo di misura dell'intermodulazione, che è stato esposto implica un'attrezzatura a miglior mercato e permette di vedere più agevolmente, rispetto ai metodi precedenti, i difetti degli amplificatori. Si è riscontrato che il rapporto classico 4/1 fra la distorsione armonica e l'intermodulazione ha solo un interesse limitato. Il solo modo di determinare l'intermodulazione con certezza consiste nel misurarla.

da HiFi stèrèo - giugno 1971

M134 - registro statico a MOS

La SGS, Società Generale Semiconduttori, ha posto in commercio il primo dispositivo MOS canale P a nitruro di silicio, costruito con il processo Planox.

Questo processo brevettato dalla SGS e già ampiamente descritto dalla stampa specializzata, sarà la base di altri dispositivi MOS standard al nitruro di silicio che saranno annunciati quest'anno.

Il dispositivo attuale, denominato M134, è un registro a scorrimento, statico, di 16 + 16 + 32 bit. Gli ingressi di clock e di dati e le uscite sono direttamente compatibili con circuiti integrati TTL e, grazie al processo Planox, viene garantita una velocità di operazione di 2 MHz.

La zoccolatura è la stessa dell'M124, un dispositivo che svolge esattamente le stesse funzioni, ma prodotto con la tecnologia ad alta tensione ed avente perciò caratteristiche lievemente differenti. Le tensioni di alimentazione sono standard e cioè $\pm$ 5 V e $-$ 12 V.

L'M134 viene fornito in contenitore metallico tipo TO-100 a 10 piedini ed opera nel campo di temperatura da 0 a 70°C.

Notiziario industriale

Amplificatore di lettura ad elevata velocità

La Philips ha aggiunto alla sua serie di circuiti integrati due amplicatori di lettura ad elevata velocità da usare in unione alle memorie velocissime dei computers.

Le versioni GRS 141 e GRS 151 sono equivalenti ai dispositivi internazionali rispettivamente denominati 7524 N e 7525 N. Rivelano i segnali bipolari differenziali di ingresso provenienti dalla memoria, trasformando gli impulsi a basso livello in livelli logici adatti ai circuiti DTL e TTL.

I circuiti integrati esplicano anche la funzone di interfaccia fra la memoria e la sezione logica ad essa associata.

Il GRS 141 ed il GRS 151 hanno tempi di ricupero molto brevi ed elevate velocità di funzionamento. Altre caratteristiche importanti sono: i preamplificatori di ingresso ad ingressi multipli, fan-out 10 e un 'elevata immunità al rumore in modo comune che è di 3 V tipici.

L'impiego di preamplificatori ad ingressi multipli differenziali, le funzioni porta molto versatili e i circuiti di uscita, riducono in modo sensibile la quantità di circuiti ausiliari richiesti dalla funzione di lettura. I circuiti sono progettati in modo che sia elevata la stabilità intrinseca del livello di soglia d'ingresso per un ampia variazione delle tensioni di alimentazione e della temperatura. Il segnale differenziale di lettura d'ingresso fa commutare l'uscita della porta TTL solo quando il segnale di campionamento (« strobe »), supera la tensione logica di soglia d'ingresso. Il campionamento indipendente di ciascuno dei due canali dell'amplificatore di lettura assicura la massima versatilità e consente la rivelazione anche quando il rapporto segnale/disturbo è massimo.

Ciascun amplificatore di lettura ha due canali di lettura indipendenti, con uscite separate, ed è incapsulato in DIL a 16 terminali. Entrambi i circuiti, mediante una singola tensione di riferimento, dispongono di un livello di soglia variabile con regolazione contemporanea su entrambi i canali di lettura.

Il GRS 141 e il GRS 151 differiscono fra loro solo per i diversi livelli differenziali di ingresso; nel GRS 141 è di 8 mV, nel GRS 151 è di 14 mV. (M 15/74)

Un sistema televisivo a circuito chiuso di alta qualità

Le fotografie mostrano la camera e un monitore, con indicazione di 48 cm., di un sistema televisivo a circuito chiuso sviluppato da una ditta britannica ad uso di aeroporti, stazioni ferroviarie di testa, alberghi ed altri edifici di uso pubblico. Questo sistema rientra in un servizio completo basato su di una profonda esperienza in fatto di trasmissioni, telegrafia e tecniche delle comunicazioni.

La camera è di disegno modulare, con diversi moduli da aggiungersi mediante inserimento ad una camera/lente, costituente l'attrezzatura basilare. In questo modo possono essere aggiunti un gruppo elettrogeno, un sistema per la messa a fuoco a distanza, un sistema per il cambiamento rapido di orientamento della telecamera funzionante elettricamente e un mirino monitore da 11 cm.; sono così disponibili sette diverse combinazioni modulari. Il mirino-monitore, una volta montato su di una base girevole, può essere usato come un piccolo monitore da tavolo.

La camera presenta un'immagine a 625 linee a 50 campi/secondo e si serve di un tubo vidicon dal diametro di 25 mm. (possono essere forniti anche dei tubi a raggi infrarossi, ad alta risoluzione o eccezionalmente robusti). Nella maggior parte dei casi la camera sarà completamente automatica; un'ampia gamma di autosensibilità permetterà un'uscita video costante con le variazioni solite nell'illuminazione ambientale, tuttavia, se necessario, potrà essere fornito un sistema di controllo della sensibilità, da usarsi sulla camera stessa oppure a distanza.

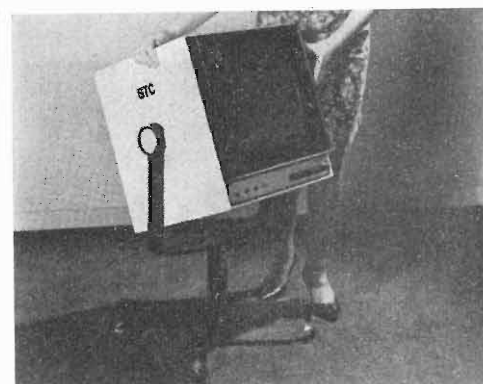
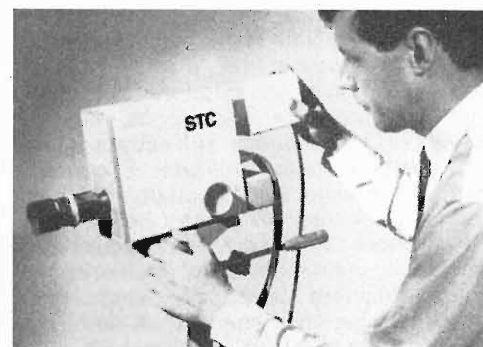
L'attrezzatura comandata a distanza comprende delle lenti per la messa a fuoco con distanza focale fissa; dell'attrezzatura a motore con obiettivo a distanza focale aggiustabile a tre funzioni, incorporante messa a fuoco, regolazione dell'apertura e lente; delle teste a bottone inclinabili che permettono una rotazione di 340° e una deflezione verticale di ± 45°; delle spazzole da schermo per la cassa della camera, che è resistente agli agenti atmosferici.

La camera può essere potenziata mediante una corrente diretta esterna da 16 volt oppure una corrente alternata proveniente dalla rete normale, grazie all'aggiunta dell'apposito modulo.

I monitori possono essere forniti con tubo da 28 o 48 cm., con supporti di vario genere, potendo essere ugualmente montati su telaio. Quello qui illustrato si trova montato su di un carrellino a ruote orientabili, che permette l'orientamento del monitore virtualmente in tutti i sensi.

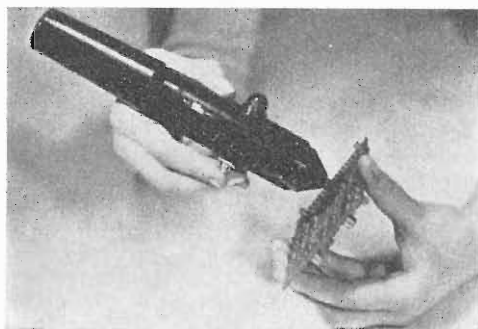
I comandi montati frontalmente sono: l'interruttore per la corrente elettrica, i comandi relativi alla lucentezza, al contrasto tonale, alla linea, al perimetro e all'altezza dell'immagine, l'interruttore negativo/positivo che permette di convertire l'immagine in forma negativa.

L'attrezzatura ausiliaria comprende un generatore di impulsi per la sincronizzazione, un amplificatore per la distribuzione degli impulsi, degli amplificatori per la distribuzione video e un amplificatore per trattamento.

Il sistema è costruito in acciaio e alluminio; i vari elementi di attrezzatura hanno una finitura in nero e bianco grigiastro, con dei particolari color arancione. Un pannello di vetro tinto in nero oscura la faccia del tubo quando il monitore non è in uso, consentendo altrimenti un maggior contrasto tonale all'immagine.

La fotograla in alto mostra la camera con il modulo per la messa a fuoco a distanza, con lunghezza focale fissa, montato a tergo, mentre viene inserito il modulo per la corrente integrale. La fotografia in basso mostra come il monitore possa essere orientato praticamente in tutti i sensi.
Standard Telephones and Cables Ltd., Corporation Road, Newport, Gran Bretagna.

Uno strumento per verifiche di semiconduttori in circuito

Viene costruito da una ditta londinese uno strumento per verifiche ad uso dei progettisti di circuiti, dei tecnici collaudatori e del personale incaricato di lavori di manutenzione. Lo strumento, chiamato « Diotester », è mostrato dall'illustrazione mentre viene usato; serve a verificare la conduttività e le condizioni d'interdizione di dispositivi senza che occorra compiere alcuna dissaldatura.

Volendo sottoporre a verifica un transistore in circuito, si comincia col separare il quadro del circuito dalla fornitura elettrica e col disporre a PNP, o ad NPN, a seconda del caso, un selettore sullo strumento stesso. Tre spilli-sonda, con intervalli TO-5, montati sull'estremità del « Diotester », vengono messi in contatto con le estremità saldate adatte del transistore al disotto del quadro del circuito. Il transistore dev'essere fuori circuito e la lampadina indicatrice sullo strumento dovrebbe rimanere spenta; se, invece, si accende, ciò significa che vi è un corto circuito tra il collettore e l'emittente. Se viene premuto un bottone sullo strumento, il transistore agisce da conduttore, col risultato che la lampadina si accende. Se la lampadina non funziona, è segno che tra l'emittente e la base esiste un corto circuito.

Le verifiche relative ai diodi vengono compiute collegando gli spilli normalmente usati per il colettore e l'emittente di transistori ai terminali del diodo, indipendentemente dalla polarità. Se la lampadina si accende quando l'interruttore si trova in una posizione, ma non nell'altra, ciò significa che il diodo è in buone condizioni. Se la lampadina si accende indipendentemente dalla posizione dell'interruttore, il diodo è soggetto a corto circuito; se non si accende in ambo i casi il diodo è a circuito aperto.

Una lunghezza supplementare di filo, fornita assieme allo strumento, facilita le verifiche di diodi o transistori non montati. Viene fornito anche un pezzo di connessione, col quale sono rese possibili le verifiche di dispositivi con configurazioni diverse da TO-5.

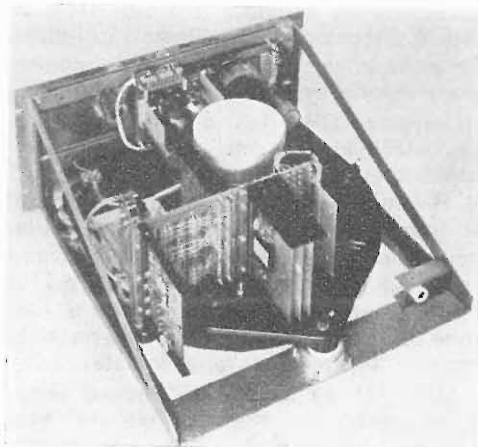
Lo strumento può essere collegato con sicurezza a qualsiasi transistore capace di sottostare ad una corrente di collettore di 10 milliampere, ad una corrente da 3 volt di un collettore-emittente e ad una da 1 volt di un emittente-base. Può essere adoperato con un qualsiasi diodo in condizioni di poter sottostare ad una corrente diretta di 10 milliampere e ad una tensione inversa di 3 volt. Quando vengono verificati transistori in circuito la resistenza esterna del circuito emittente-base dev'essere superiore ai 1.000 ohm nel caso dei transistori in silicio e ai 600 ohm quando si tratta di transistori in germanio. La resistenza totale dei circuiti esterni emittente-collettore e base-collettore (considerati in parallelo) deve superare i 1.000 ohm.

Quando vengono verificati diodi in circuito la resistenza del circuito esterno dev'essere superiore ai 1.000 ohm.

Il « Diotester » si serve di una batteria standardizzata da 3 volt e di una lampadina, anch'essa standardizzata, da 1,5 volt e 0,1 ampere. Se si rompono, gli spilli-sonda possono essere facilmente sostituiti con spilli nuovi. Lo strumento è lungo 229 mm. ed ha un diametro di 32 mm. Il suo peso è di 150 gr.

John Lionnet & Co. Ltd.,

17 Charing Cross Road, London W.C. 2, Gran Bretagna.

Una memoria da calcolatrice con 32 colonne di dati

L'illustrazione mostra la « Mini Disc Memory » modello « IM », una memoria sviluppata da una ditta britannica in modo da poter offrire un sistema modernissimo di immagazzinamento magnetico di dati basato sul principio del disco rotante.

Questa memoria ha una capacità complessiva di informazione di 1 Megabit e un tempo medio di accesso di 10 ms su 32 colonne di dati. Le colonne di comando comprendono quelle principali, di indice e di settore; ognuna di esse è in duplicato per un funzionamento più sicuro. Vengono ugualmente fornite due colonne di ricambio per dati.

Un dispositivo di sicurezza in caso di guasto ritira le teste mobili scriventi e per la lettura se il disco gira a velocità diverse da quelle normali. L'insieme costituito dal disco e dalle teste è isolato mediante tenuta, venendo così protetto dalla polvere e dall'umidità.

Le sezioni elettroniche si servono di moduli a circuito integrato montati su quadri da circuito stampato in fibra di vetro con inserimento a spina; viene fatto il massimo uso di cablaggi a circuito stampato. Ognuno dei moduli può essere rimosso ed inserito senza necessitare la rimozione di alcuna parte. La memoria ha la propria fornitura di corrente continua: l'unico collegamento esterno necessario è quello effettuante il contatto con una corrente principale a 50 hertz. Il telaio principale è rigido, ottenuto mediante getto.

Questa memoria è stata progettata per un telaio di tipo standardizzato da 483 mm. E' alta 223 mm., presenta una profondità di 483 mm. e pesa 24,5 kg.

Computer Memory Ltd.
Old Station Approach, Randalls Road, Leatherhead, Surrey, Gran Bretagna.

Utensili di precisione in carburo di tungsteno per semiconduttori

L'utensile distributore capillare in carburo di tungsteno qui illustrato serve a collegamenti a massa con filo metallico; si tratta di uno degli strumenti di precisione in carburo di tungsteno recentemente presentato sul mercato da una ditta britannica ad uso dell'industria microelettronica. La serie comprende cinque tipi dell'utensile suddetto; un dispositivo capillare, con relativi punzoni, per l'eliminazione di tamponature; un cuneo per collegamenti a massa ultrasonori e una sonda. I distributori capillari come quello qui illustrato, congiuntamente a fili d'oro e di alluminio, vengono usati su macchine per collegamenti a massa ultrasonori e a termocompressione, per le minute connessioni di impianti microelettronici. Generalmente i fili metallici usati hanno dei diametri da 0,018 a 0,051 mm. e vengono distribuiti dai dispositivi capillari con diametri interni da 0,025 a 0,064 mm. I cinque utensili capillari a filo metallico tipo 5098, 5102, 5110, 5114 e 5116 vengono fabbricati in varie misure, onde essere usati con filo metallico dal diametro tra 0,018 e 0,25 mm.

Il punzone tipo 201 per l'eliminazione di tamponature va usato col dispositivo costruito dalla stessa ditta per pulire utensili capillari rimasti ostruiti; la ditta può fornire punzoni adatti a tuttte le punte ostruite.

Il cuneo per collegamenti a massa ultrasonori tipo 423 viene offerto in dimensioni diverse. Esso può essere adoperato al posto di un utensile distributore capillare nei casi in cui debbono essere effettuati dei collegamenti ultrasonori. Sono disponibili delle versioni di questo cuneo per fili metallici da 0,018 a 0,051 mm.

Le sonde in carburo di tungsteno vengono usate quali sonde a contatto per misurazioni. Il tipo 5129 viene offerto con una punta dal raggio di 0,013, 0,025 e 0,051 mm., con un grado di accuratezza di ± 0,0025 mm.; può essere fornito con un diametro di 0,559 o 0,711 mm., con lunghezze totali di 12,7 o 19,05 mm., oppure con un diametro di 1,02; 1,17 od 1,59 mm., con lunghezze totali di 19,05 o 25,4 mm. L'accuratezza del diametro sarebbe pressoché del 100 %.

A. & M. Fell (Manufacturing) Ltd.
Inghilterra

Una radio-rete mondiale fornirà la « posizione » alle navi ed agli aerei

Washington.

Entro il 1975, una rete mondiale di assistenza alla navigazione, ideata dalla Marina militare statunitense, fornirà alle navi — sommergibili compresi — e agli aerei commerciali di qualsiasi paese la loro posizione in coordinate geografiche con un'approssimazione massima di 1800 metri.

Il sistema ,denominato « Omega », funzionerà su una radiofrequenza basssisima che è stata scelta appositamente per consentire la copertura del globo con appena otto stazioni. Nelle prove condotte a partire dal 1958 dalla Marina americana, il sistema « Omega » si è rivelato preciso e sicuro di giorno e di notte ed ha dimostrato seriamente di poter funzionare senza interruzioni nelle più diverse condizioni meteorologiche.

Il sistema « Omega » è del tipo « passivo ». Quindi, esso non si basa sulla trasmissione di messaggi ad intervalli prestabiliti, ma presuppone solo l'ascolto.

L'idea della sua realizzazione fu suggerita una quindicina di anni or sono dal Prof. J. A. Pierce, della Harvard University.

Gli studi e le esperienze per il programma, patrocinato dal Dipartimento della Marina degli Stati Uniti, ebbero inizio nel 1958 con una serie di prove nelle Hawaii che miravano ad accertare la stabilità delle trasmissioni a bassissima frequenza nel campo dell'assistenza alla navigazione.

Una volta dimostrate le eccellenti caratteristiche delle frequenze radio scelte per l'esperimento ,la Marina impiantò quattro stazioni che perfezionò continuamente in base all'esperienza dei cinque anni successivi.

La rete elettronica di assistenza alla navigazione prevede la costruzione di otto stazioni distribuite in modo da assicurare una copertura globale ininterrotta. Alle quattro stazioni già realizzate a Bratland (Norvegia), Trinidad (Indie Occidentali), Haiku (Hawaii) e Forestport (New York), se ne aggiungeranno, entro il 1975, altre quattro da realizzare nella regione meridionale del Sud America, nella zona meridionale dell'Australia o nella Nuova Zelanda, e nel tratto del Pacifico tra le Filippine e il Giappone.

Le apparecchiature per le stazioni e per l'installazione a bordo delle navi sono state ideate e costruite dal Laboratorio di Elettronica Navale a San Diego (California). Il Laboratorio Ricerche Navali ha invece progettato un apparecchio ricevente per gli aerei e ha preso parte alle prove per valutare l'efficienza del sistema.

Il segreto del successo del nuovo sistema « Omega » è da ricercare nell'impiego dei segnali radio a bassissima frequenza emessi da stazioni al suolo ampiamente intervallate. Gli attuali sistemi di assistenza alla navigazione utilizzano frequenze più alte, che impongono un numero più grande di apparecchiature a terra e non sono altrettanto sicuri. Come è noto, mentre i segnali ad alta frequenza non possono superare l'orizzonte, le onde lunghe sono in grado di propagarsi seguendo la curvatura terrestre.

Scienziati e tecnici di 50 Nazioni saranno presenti alla Oceanology International 72

Il raduno mondiale delle industrie oceanologiche, che vedrà la partecipazione di scienziati e tecnici provenienti da più di 50 Paesi, si terrà in Gran Bretagna il prossimo anno (21-24 marzo). La manifestazione — Oceanology International 72 — si svolgerà nei saloni della Exhibitions Halls di Brighton e comprenderà un'importante esposizione internazionale ed un congresso, che avranno per tema dominante lo sfruttamento, su scala mondiale, delle risorse marine.

All'esposizione parteciperanno più di 200 fra ditte e organizzazioni diverse di 15 Paesi, che metteranno in mostra le più recenti realizzazioni scientifiche e industriali nel campo della tecnologia di superficie e sottomarina. Tra le nazioni partecipanti sono comprese Australia, Belgio, Gran Bretagna, Canada, Danimarca, Francia, Germania, Olanda, Italia, Giappone, Norvegia, Russia, Svizzera e U.S.A.

I loro prodotti e servizi abbracceranno ogni aspetto oceanologico e oceanografico, a inclusione di: tecniche d'immersione, rilevamenti sottomarini, elettronica, telecomunicazioni, estrazione mineraria sottomarina, estrazione di ghiaia, petrolio e gas naturale, allevamento ittico, manutenzione portuale, ricupero e salvataggio, desalinazione, misure anti-inquinamento e numerosi altri aspetti di interesse marino e fluviale.

La manifestazione vedrà riunito sotto un unico tetto il più imponente raggruppamento di apparecchiature, strumenti, impianti e materiali del settore oceanologico. Diverse unità — comprese navi di ricerca e « hovercraft » dotati di apparecchiature di rilevamento ad alta velocità — aggiungeranno una nota d'ulteriore interesse.

Oceanology International 72 — seconda manifestazione della serie — servirà da punto d'incontro per scienziati, tecnici e massimi dirigenti di enti governativi e industriali. L'intero programma è secondato dal Governo britannico.

La manifestazione Oceanology International 72 si propone di mettere in mostra il progresso tecnologico conseguito in questo ed in numerosi altri campi del settore oceanologico.

OCEANOLOGY INTERNATIONAL 72

Tra i prodotti e servizi che figureranno all'esposizione, saranno compresi:

Acustica

Ecoscandagli, ecogoniometri, localizzatori ultrasonori di banchi di pesci, rivelatori acustici a effetto doppler, telemetria, comunicazioni, generatori di impulsi ultrasonori, radarfari, puntamento, navigazione acustica.

Altre apparecchiature elettroniche

TV, registratori video, memorie di dati, rivelatori di: pressione, temperatura, velocità, luminosità, torbidità, turbolenza, vorticosità, salsedine, conduttività, campo magnetico, gravità, ecc. Registratori di onde e maree, di tipo fisso, a bordo o su boa; apparecchi per meteorologia, navigazione in superficie, comunicazioni, laser.

Attrezzature pesanti

Boe, ormeggi, materiali galleggianti, maniglioni e accoppiatori, verricelli, cavi elettrici, ancore, accessori d'illuminazione, apparecchi fotografici, tubi carotieri, benne, perforatrici leggere, alimentatori d'energia, accoppiatori per cavi, attrezzature per immersione, campane subacquee, cavi e funi.

Impianti e mezzi pesanti

Scafi sommergibili, navi appoggio, piattaforme e stazioni d'alto mare, impianti di trivellazione, boe ad asta, aliscafi, recinzioni per peschiere, navi di plastica, draghe, attrezzature battipalo, case sottomarine, posa di tubazioni (oleodotti e fognature), desalinazione hovercraft.

Servizi

Rilevamenti per la navigazione, rilevamenti geofisici e geologici, rilevamenti idrografici, servizi anticorrosione, protezione catodica, corrente applicata.

La EMI annuncia importante nomina nel campo dell'elettronica internazionale

Londra, 5 aprile (UNS) - In seguito all'acquisto da parte del gruppo britannico EMI del 50 per cento degli interessi in due importanti società di prodotti elettronici italiane — la Voxson S.p.A. e la Ergon S.p.A., entrambe di Roma — il gruppo EMI ha nominato il Sig. Sheldon Heller come coordinatore del Gruppo, Prodotti Voxson.

Il Sig. Heller è un cittadino americano ed ha occupato varie importanti posizioni nel gruppo EMI. Dal 1969 al 1971 è stato Direttore Generale della Ferry Perfocarte a Nancy, Francia, che produce articoli di cancelleria per elaboratori. Ha anche lavorato per diversi anni con la Audio Devices Inc., fabbricante di nastri per registrazione, sia in Europa, sia negli Stati Uniti.

Il Sig. Heller è un ingegnere in elettronica con particolare esperienza in marketing internazionale. Nella sua nuova posizione — in stretta cooperazione con le direzioni della Voxson e della Ergon — divulgherà al massimo in tutto il mondo i prodotti delle due società italiane, che comprendono televisori a colori, apparecchiature Hi-Fi e radio.

Il Sig. J. Voraz, già Direttore per le vendite, ed esperto di stampa, è succeduto al Sig. Heller nella posizione di Direttore Generale della Ferry Perfocarte.

Il gruppo EMI è uno tra i più importanti nel campo dell'elettronica internazionale, dei dischi e dello spettacolo. Impiega più di 40.000 persone in 30 Paesi ed ha vendite annuali per circa 225 milioni di sterline.

Columbia Records e Sony annunciano il disco « quadrafonico »

Montreux, 10 giugno (Markpress) - E' stato annunciato che il primo disco fonografico « quadrafonico » (stereo a 4 canali) della storia è stato realizzato dalla Columbia Records, che ora ha stipulato un accordo con la Sony Corporation per lanciarlo sul mercato mondiale.

Una importante innovazione nel campo dell'elettronica, messa a punto dalla CBS Laboratories su commissione del-

la Columbia Records, consente di riprodurre quattro canali sonori da una sorgente a due solchi. Quest'innovazione permette lo sfruttamento commerciale del sonoro quadrafonico su disco. I consumatori potranno ottenere il sonoro quadrafonico sugli impianti ad alta fedeltà che hanno attualmente in casa con la semplice aggiunta di uno speciale dispositivo di decifrazione, di un altro amplificatore e di due altri altoparlanti.

L'innovazione del sonoro quadrafonico parte da una nuova concezione per incidere un programma quadrafonico su una registrazione a due canali. Con il playback, uno speciale dispositivo di decifrazione riproduce il programma originale di quattro diversi canali. Senza questo dispositivo di decifrazione, il programma verrà riprodotto in stereo, consentendo in tal modo di suonare il disco quadrafonico sui fonografi esistenti.

La compatibilità del sistema comprende anche le trasmissioni MA, MF e MF in multiplex. Per la trasmissione quadrafonica il nuovo disco stereo/quadrafonico viene fatto suonare come qualsiasi altro disco stereo convenzionale. Uno speciale raccordo o circuito di decifrazione nell'apparecchio radiofonico consente la ricezione quadrafonica a quattro canali. Il sistema offre quindi un sonoro a quattro canali con completa compatibilità ricevente e trasmittente per tutti i dischi e sistemi radiofonici odierni.

La Columbia sta ora formulando un piano economico che accelererà l'introduzione del sonoro quadrafonico in modo che tutti coloro che sono interessati potranno inserirsi sul mercato con prodotti quadrafonici entro la fine dell'anno. Inoltre, la Columbia Records intende mettere in commercio cinquanta titoli in sonoro quadrafonico entro la fine dell'anno e introdurrà un'unità quadrafonica nella sua linea fonografica Masterwork.

A causa dei maggiori costi di registrazione e di engineering, i nuovi dischi quadrafonici compatibili verranno messi in vendita separatamente ad un prezzo di listino leggermente più alto rispetto a quello dei dischi stereo convenzionali.

PDP 16: Functional Computer DEC realizzabili « su misura »

Per rispondere alla domanda di elaboratori nella gamma di prezzi variante da 650.000 a 2.400.000 lire la DEC ha recentemente annunciato il PDP-16: sistema elaborativo funzionale realizzabile « su misura ».

Il PDP-16 è stato principalmente ideato per consentire agli utenti che debbano risolvere uno specifico problema di usufruire della sola parte del calcolatore strettamente necessaria al compimento del loro lavoro.

Progettando il calcolatore direttamente su specifica dell'utente — a mezzo di un altro calcolatore (PDP-10) — si è potuto ottenere una elevata riduzione dei prezzi (costando infatti il PDP-16, nella sua configurazione massima, 2.400.000 lire).

All'utente viene solo richiesta una descrizione del problema a cui è interessato (descrizione che può avvenire, ad esempio, tramite semplici diagrammi di flusso a 5 simboli funzionali, delineanti sinteticamente le operazioni da effettuare). Dopodiché è compito della Digital procurare all'utente il PDP-16 « fatto su misura » per le esigenze da esso indicate.

● ● ●

Tecnologia avanzata per il management

Losanna, 24 maggio - Innovazioni nella scienza dei moderni metodi di « management » sono state realizzate dall'ALCOA, la maggiore industria del mondo nel settore della ricerca e dello sviluppo dell'alluminio. I sistemi di informazione per il « management » sono oggi di primaria importanza per la direzione aziendale e lo saranno ancora di più nei decenni che seguiranno. In questa prospettiva l'ALCOA, attraverso l'ALCOA Management Information Services, ha realizzato un apparecchio denominato APRIS (dalle iniziali di Alcoa Picturephone Remote Information System).

Semplice da utilizzare, l'APRIS fornisce alla direzione aziendale i dati richiesti che appaiono sullo schermo del « Picturephone » (specie di schermo telefonico) collegato con il centro elettronico aziendale. Premendo semplicemente un tasto, le informazioni di repertorio e i dati previsionali possono essere richiesti al centro e letti sullo schermo del « Picturephone ».

Rispetto ai metodi convenzionali quest'ultimo ha inoltre la possibilità di fare il punto su quelle informazioni che solitamente sono soggette a rapido invecchiamento. Il sistema è dotato di un dispositivo di sicurezza in quanto la maggior parte delle informazioni sono confidenziali. L'APRIS fornisce i dati richiesti all'utilizzatore quando questi ha inserito la « parola d'ordine » che permette all'apparecchio di identificarlo.

● ● ●

Il terminale video ICL 7180 al Datafair 71

Fra le apparecchiature esposte recentemente dall'ICL al Datafair 71 presso l'Università di Nottingham segnaliamo la serie 7180 di unità video, collegate con un elaboratore System 4. La serie 7180, introdotta alla fine del 1970, è disponibile sia per gli elaboratori System 4 che 1900. Essa possiede un repertorio di 92 caratteri, uno schermo della capacità di 2000 caratteri, il controllo da parte dell'elaboratore sia del cursore che della posizione di « inizio messaggio », la possibilità di attaccare unità periferiche al terminale, e la possibilità di ritrasmettere messaggi controllati dal software per certe condizioni di errore.

Privo di lancette e di movimento meccanico l'orologio del futuro

Sembra, tutto sommato, una meridiana. Ma alla luce solare sostituisce gli impulsi elettronici. È l'orologio del futuro, realizzato sperimentalmente nei laboratori scientifici della Motorola Semiconductor Products Inc. di Phoenix, in Arizona, e presentato al pubblico in « prima mondiale » alla Mostra dei sistemi elettro-ottici di Anaheim, in California.

Fra qualche anno, una decina al massimo, l'orologio elettronico senza lancette e movimento interno, diventerà di uso comune nei modelli da tavolo e da polso di tutte le dimensioni. Del resto già oggi si assiste a una presenza, in continua rapida espansione, dei semiconduttori e dei circuiti integrati nella industria degli orologi. In Europa, ad esempio, la Motorola è stata la prima ad ottenere una forte commessa dalla società svizzera Girard & Perregaux. Secondo previsioni equilibrate, nel 1980, sempre nella sola Europa occidentale, l'industria degli orologi acquisterà semiconduttori e circuiti integrati per oltre 500 milioni di dollari annui. Ma vediamo brevemente le caratteristiche di questo orologio di domani. Le più importanti novità sono: 1) l'assenza delle lancette, 2) l'eliminazione del » movimento » meccanico, 3) un nuovo speciale cristallo di quarzo. Al posto delle lancette vi sono 72 diodi ad emissione di luce, disposti su due circonferenze. Quella esterna, con 60 diodi che accendono una luce rossa intermittente, indica i secondi ed i minuti; quella interna, con 12 diodi, segna le ore. Due piccole batterie, di facile sostituzione, alimentano l'orologio per oltre un anno.

Il movimento meccanico è a sua volta sostituito da piccolissimi circuiti integrati i quali forniscono i segnali che illuminano i diodi dei secondi, dei minuti e delle ore. Infine la terza importante caratteristica è rappresentata da uno speciale cristallo di quarzo che regola la frequenza del tempo. Questo dispositivo tecnologicamente tra i più perfezionati che esistano, consente all'orologio una precisione quasi assoluta. Il costo per la realizzazione di questo prototipo eccezionale della Motorola si aggira sui 25.000 dollari.

È per ora un prototipo, ma fra qualche anno sarà riprodotto in milioni di esemplari. Da tavolo o da polso, l'orologio elettronico senza lancette e movimento interno, conquisterà i mercati mondiali.

● ● ●

Registratore magnetico analogico-digitale MP5520

Versatile e compatto è il nuovo registratore magnetico portatile MP5520 prodotto da Schlumberger nel centro di Villacoublay (Parigi).

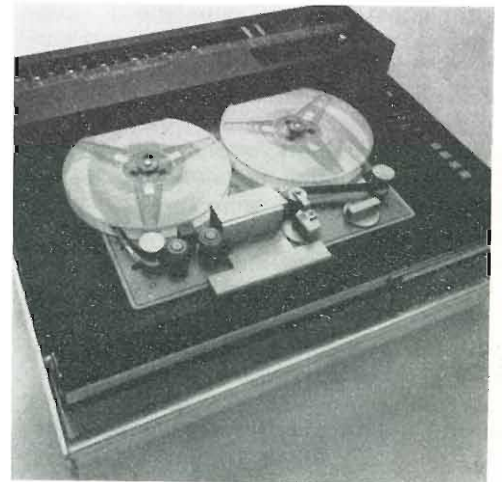
La registrazione diretta dei segnali è possibile fino a 120 kHz, in modulazione di frequenza fino a 20 kHz ed in forma digitale NRZ fino a 60 kHz.

Dotato di 7 piste standard IRIG più la pista marginale, 8 tracce standard europeo, esso può essere alimentato sia dalla rete che da batterie.

Di peso limitato, circa 20 kg, montato in un contenitore-valigia può essere facilmente impiegato sia in laboratorio che in » campagna ».

La modularità dell'apparato consente di scegliere sempre la configurazione più adatta al particolare problema di registrazione con notevole vantaggio di costo.

L'uso dell'apparato è molto agevole: pochi pulsanti disposti razionalmente semplificano al massimo le operazioni.

La diffusione commerciale in Italia di questo apparato è affidato alla Schlumberger Italiana S.p.A. Divisione Strumentazione.

Circuiti integrati ad alto livello di tensione ed elevata immunità al rumore

La famiglia HLL della SGS, circuiti integrati logici ad alto livello di tensione ed elevata immunità ai rumori, comprendente porte, flip-flop, porte di potenza e contatori, è stata recentemente ampliata con l'introduzione di due nuovi elementi: H117 e H158.

L'H158 è un decodificatore-driver BCD/decimale, che accetta un codice BCD 8421 all'ingresso, mentre una delle 10 uscite a collettore aperto assume un livello basso (in corrispondenza del numero prestato all'ingresso), le altre 9 uscite risultando a livello alto.

Le uscite nello stato basso possono assorbire fino a 7 mA con una tensione di saturazione garantita inferiore a 2 V, mentre in condizioni di interdizione sopportano una tensione di 55 V con una corrente di 100 μA, il che fa dello H158 un dispositivo particolarmente indicato per il pilotaggio di tubi-indicatori a gas del tipo a catodo freddo. L'H158 può essere usato con l'H157 (decade di conteggio) per realizzare sistemi in cui è richiesta la funzione di conteggio e visualizzazione.

L'H117 è un multi-vibratore monostabile le cui principali caratteristiche sono:

1) larghezza degli impulsi dipendente praticamente soltanto dalla stabilità dei componenti di temporizzazione esterni, poichè il dispositivo è tipicamente stabile dallo 0,1 %/V rispetto alle variazioni di

tensione di alimentazione e dello 0,2%/°C rispetto alle variazioni di temperatura nel campo compreso tra 0 a + 70°C.
2) uscita indipendente da ulteriori variazioni che intervengono agli ingressi una volta che l'impulso è stato innescato.
3) sgancio con impulsi a fronte negativo, ma è prevista una porta addizionale per l'inversione degli impulsi di ingresso (sgancio su fronte positivo) o della forma di onda di uscita.
Sono previste molte e diverse applicazioni di questo dispositivo: oltre alla generazione di impulsi allungati o ritardati, usati in tutti i sistemi logici, è infatti possibile ottenere un oscillatore ad elevata stabilità (clock), un convertitore frequenza-corrente (tachimetri e misuratori di velocità angolari) un convertitore tensione-larghezza di impulsi (modulatore da analogico a larghezza di impulsi, primo stadio di conversione da analogico a PCM) un generatore di doppi-impulsi, ecc.
L'H117 e l'H158 sono forniti in un contenitore dual-in-line ceramico standard e presentano inoltre le caratteristiche comuni ai dispositivi della famiglia HLL, cioè:
1) ampia gamma di tensione di alimentazione (da 10,8 a 20 V)
2) elevata immunità ai disturbi (5 V in corrente continua a V_{cc} = 15 V)
3) elevato fan-out (25 minimo garantito per l'H117).

Queste sono le caratteristiche che hanno permesso il notevole successo della famiglia HLL e che la rendono preferibile nella scelta di componenti per le realizzazioni di sistemi intesi a operare in ambiente di elevata rumoristà elettrica.
La famiglia HLL è ora composta dai seguenti elementi:

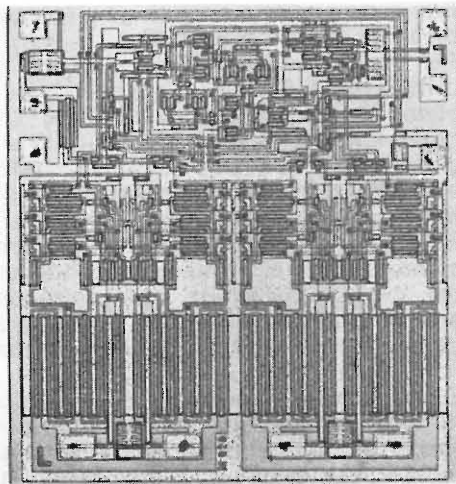
H102 Porta quadrupla NAND a 2 ingressi.
H103 Porta tripla NAND a 3 ingressi.
H104 Porta doppia NAND a 4 ingressi.
H109 Porta doppia AND di potenza a 4 ingressi espandibile
H110 Doppio Flip-Flop tipo JK
H111 Doppio Flip-Flop tipo JK
H113 Convertitore quadruplo da alto a basso livello (collettore aperto)
H114 Convertitore quadruplo da basso ad alto livello
H117 Multivibratore monostabile
H122 Porta quadrupla NAND a 2 ingressi (uscita passiva)
H124 Porta doppia NAND a 4 ingressi (uscita passiva)
H157 Contatore decadico
H158 Decodifica e pilota di tubi a catodo freddo (NIXIE).

● ● ●

Nuovo circuito integrato MOS: generatore di segnali di clock a 4 fasi

La SGS, Società Generale Semiconduttori, annunzia che nel contesto del suo attuale sforzo di sviluppo di circuiti integrati MOS personalizzati su richiesta di clienti, ha prodotto e sta rendendo disponibile sul mercato un nuovo generatore di clock a 4 fasi denominato M002.

Le 4 fasi sono fornite da un singolo dispositivo in contenitore metallico tipo TO-5, ed è possibile selezionare, mediante l'azionamento su opportuni terminali, 3 diversi modi di operazione noti sotto l'indicazione di: maggiore-maggiore, maggiore-minore, minore-minore.

L'M002 funziona con la tensione di alimentazione standard per i MOS (− 27 V) fornisce segnali per frequenza fino a 500 kHz e tensione di uscita fino a 26 V senza l'aggiunta di alcun componente esterno. Esso risulta perciò adatto per l'impiego sia con dispositivi dinamici che statici.
È garantito nel campo di temperatura da 0 a + 70°C ed è compatibile all'ingresso con segnale forte da dispositivo MOS.

La Philips alla 12ª EEMU

In occasione della XII Esposizione Europea della Macchina Utensile, che si terrà a Milano dal 2 al 10 ottobre 1971, la Philips presenterà, in anteprima mondiale, il CIP CONTROL, ossia il controllo numerico senza nastro perforato.
Il CIP CONTROL è un controllo numerico che, anzichè basarsi sul supporto informativo a nastro perforato, si avvale di un pannello di programmazione (a spine) mediante il quale si possono realizzare almeno 60 operazioni. Il criterio che ha consigliato la progettazione e la costruzione di questa apparecchiatura è stato determinato dalle crescenti esigenze di produzione, non solo della grande industria, ma anche delle piccole e medie imprese per le quali i problemi della programmazione comportano notevoli disagi economici. Questa esigenza è ancora più sentita dalle attrezzerie di medie dimensioni e dalle officine meccaniche che producono stampi impiegando macchine di costo elevato: qui, il tentativo di aumentare il livello di automazione contrasta con il tipo di produzione (costituita prevalentemente da pezzi singoli o da piccoli lotti) e, talvolta, rende antieconomica la programmazione tramite nastro perforato.
Nel CIP CONTROL, l'informazione indirizzata alla macchina utensile è così composta: Pulsante Luminoso che indica quale informazione sta eseguendo il controllo (se viene premuto avvia il programma da quel punto) - Asse e Segno (1 decade) che indica su quale asse (*X*, *Y* *Z*) e in quale direzione verrà effettuato il posizionamento o la lavorazione - Quota che si intende raggiungere (6 decadi) - Funzioni di Macchina (2 decadi), cioè informazioni relative a rotazione del mandrino, bloccaggi, immissione refrigerante, avanzamenti, velocità di rotazione e così via. Le 60 (o più) informazioni, disposte in sequenza, rappresentano il programma di lavorazione.

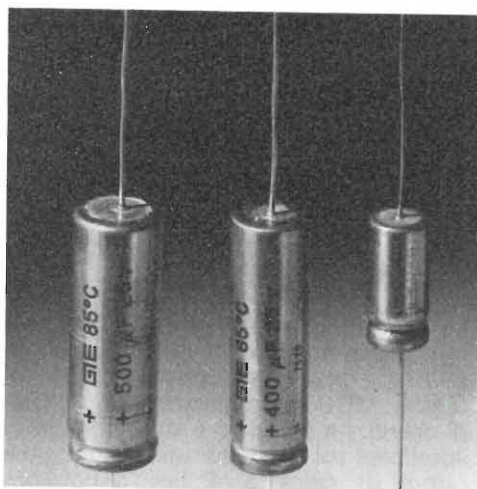
L'utilizzazione migliore di queste ultime informazioni dipende dalla progettazione dell'interfaccia che deve essere realizzata in collaborazione con il costruttore della macchina utensile.

Le quote assolute vengono visualizzate simultaneamente sui 3 assi e le informazioni possono essere anche immesse in sequenza mediante preselettori. Con un selettore è possibile scegliere 4 modi di

funzionamento:
1) *automatico*: ogni informazione viene elaborata ed eseguita automaticamente. Terminata una determinata operazione la macchina ne dà segnalazione al CIP CONTROL che inizia a fornire i comandi per l'operazione successiva;
2) *passo-passo*: l'operazione successiva verrà eseguita solo se l'operatore preme l'apposito pulsante;
3) *semiautomatico*: le informazioni vengono immesse mediante preselettori. L'operatore, eseguita un'operazione, imposta la successiva e preme il pulsante apposito che consente l'esecuzione.
4) *manuale*: l'unità svolge le funzioni di un visualizzatore di quota.
Alla prossima XII EEMU la Philips esporrà anche:
— sistemi per misure lineari e circolari;
— sistemi a controllo numerico per ogni esigenza (3S200 per il controllo a 3 assi e Sistema 1000 per il controllo continuo).
Quest'ultimo tipo di controllo impiega un computer e il concetto di « programma logico memorizzato »; è possibile in tal modo aggiornare il sistema riprogrammando il mini-computer onde adattarlo alle eventuali nuove esigenze che insorgessero anche successivamente all'installazione.

● ● ●

Una nuova gamma di condensatori miniaturizzati per applicazioni professionali e radio-TV

La General Instrument Europe ha iniziato la produzione su vasta scala di un'intera gamma di condensatori elettrolitici miniaturizzati in alluminio.
I nuovi condensatori GIE si suddividono in varie serie; tra queste la serie 244 è stata particolarmente studiata per essere applicata nei calcolatori, nelle apparecchiature mobili di trasmissione, nelle telecomunicazioni e nelle apparecchiature per il controllo dei processi industriali, così come in qualsiasi altro strumento elettronico che richieda componenti di alta qualità e affidabilità. La serie 244 opera a temperature da − 40°C a + 85°C, con tensioni da 3 a 150 V e valori di capacità da 1 a 2000 μF.
Questo tipo di condensatori è disponibile in contenitori di diametro diverso, ovvero in diametri da 6,35 a 12,7 mm.
Su richiesta è inoltre possibile ottenere

Condensatori elettrolitici miniaturizzati della General Instrument Europe. Sono prodotti nella Serie 200 da − 45 a + 70°C per radio TV e in una vastissima gamma per applicazioni professionali.

componenti del diametro di mm 4,76, mentre qualora si verificasse la necessità di un loro assemblaggio verticale, possono essere richiesti i condensatori della serie 246 che presentano le stesse caratteristiche elettriche e di affidabilità della serie precedente. In entrambe le serie è stato evitato qualsiasi contatto a pressione nelle connessioni dei vari elementi del condensatore che sono saldati elettricamente tra loro a vantaggio di una maggior affidabilità del dispositivo.
Alle serie 244 e 246 si affiancano le serie 220 e 226 che si differenziano dalle precedenti solo per la gamma di temperatura in cui possono operare, gamma compresa tra − 40°C e + 70°C.
Per quanto concerne le applicazioni in campo radio-TV nelle apparecchiature elettroniche di tipo industriale, la GIE ha annunciato la serie 200 che può anch'essa operare a temperature da − 40°C a + 70°C e che presenta dimensioni più ridotte rispetto alle serie già citate, una capacità da 0,64 a 400 μF ed una tensione da 4 a 64 V. Tutti i tipi di condensatori prodotti dalla GIE sono sottoposti ad un rigoroso controllo di qualità preceduto da una rigida selezione delle materie prime.
Ogni dispositivo presenta quindi valori estremamente bassi di corrente di dispersione, un fattore di dissipazione quasi nullo e resistenza equivalente-serie.

LA GRUNDIG PRESENTA DUE STRUMENTI DI MISURA PER IL «SERVICE»

Trasformatore separatore regolatore di rete RT4

Per potenze fino a 300 VA e correnti fino a 3 A. La tensione di uscita è regolabile con continuità da 0 a 250 V; fra 90 e 250 V può essere prelevata tutta la potenza. L'apparecchio è costruito secondo le norme VDE 0550, protezione II classe.

Trasformatore separatore regolatore di rete RT5

Questo apparecchio, costruito secondo le norme VDE 0550 protezione II classe, isola galvanicamente l'operatore dalla rete. Il trasformatore si presta egregiamente per il servizio sui televisori a colori. La sua potenza nominale è di 800 VA. La tensione di uscita è regolabile con continuità fra 0 e 250 V; è così possibile effettuare l'esame dei componenti indipendentemente dalle oscillazioni della tensione di rete. L'apparecchio è predisposto per tensioni di entrata di 220 V e, cambiando un ponticello, pre 110 V.

Definizione dei termini di TVC usati nella letteratura tecnica tedesca

(continuazione da n. 8 agosto 1971)

a cura di A. Nicolich

T

Tageslichtfarbe (= Colore della luce diurna).
Tinta di una radiazione luminosa corrispondente ad una temperatura di calore di circa 6500° K.

Toleranz Abstand (= Distanza di tolleranza).
Distanza fra i contorni fra loro opposti dei fori adiacenti fra loro di una maschera forata.

Tonnenverzeichnung (=Distorsione a bariletto).
Distorsione di un'immagine riprodotta sullo schermo di visione di un ricevitore di TV, tale che i quattro lati del rettangolo originale appaiono convessi verso l'esterno.

Transcoder (= Transcodificatore).
In TV a colori. Dispositivo col quale il segnale completo appartenente ad un sistema di TVC viene convertito in un altro segnale completo appartenente ad un altro sistema di TVC.

Transformierte Farb-Differenzsignale (= Segnali differenze di colori trasformati).
a) Segnali differenze di colori modulanti la portante di crominanza e quindi trasformati secondo la banda di frequenze.
b) Segnali differenze di colori (R—y) e (B—y) trasformati (ridotti) sul sistema di assi I e Q:
I = 0,877 cos 33° (R—y) —0,493 sen 33° (B—y)
Q = 0,877 sen 33° (R—y) +0,493 cos 33° (B—y).

Tripel oder Triplet (= Tripletto).
Triolo di punti colorati.

U

Übermodulation (= Sovramodulazione).
Modulazione oltre il livello di cancellazione, ossia nella regione del sincro.

Unbunt Abgleich (= Taratura del bianco-grigio).
Denominazione comune della taratura del grigio e del bianco nei ricevitori di TVC.

Unbuntgebiet (= Regione del bianco).
Nella tavola delle tinte della CIE, la zona centrale le cui colorazioni riguardano tutte le tinte quasi bianche. E' la parte per la quale le componenti normali di colore x e y hanno valori di circa 0,3.

Unbuntpunkt (= Punto bianco).
Nella tavola delle tinte della CIE, il punto di colore con le coordinate normali di colore X=y=0,333.

Unreduziertes Farb-Differenzsignal (= Segnale differenza di colore non ridotto).
Segnale differenza di colore, che può condurre a sovramodulazioni di oltre 1,33 volte.

UV-Index Signal (= Segnale indice U V).
Radiazione U V, che viene estratta dal raggio pilota.

V

Versatz (= Spostamento di frequenza) (= Offset).
In TV a colori: spostamento reciproco degli spettri a pettine, supplementare ad un multiplo dispari di una frazione della frequenza di riga, riguardante un piccolo campo di frequenze (p. es. la frequenza verticale di quadro).

Verzögerungs-Leitung (= Linea di ritardo).
a) Linea elettrica di ritardo lungo il percorso del segnale Y per la compensazione del ritardo, la quale è necessaria, perchè il segnale di crominonza, nel suo cammino predisposto per una minore larghezza di banda, subisce un ritardo maggiore del segnale di luminanza.
b) Linea di ritardo necessaria nei ricevitori funzionanti secondo il sistema PAL, per ritardare il segnale di colore di un periodo di riga. Questa linea di ritardo consta per esempio di un conduttore di rotardo meccanico e di una linea a L-C per la taratura fine.
c) Linea di ritardo necessaria nei ricevitori funzionanti secondo il sistema Sécam per ritardare alternativamenuna componente del segnale di crominanza di un periodo di riga.

Vierstelzeilen Offset (= Offset di un quarto di riga).
Spostamento della frequenza della portante di colore e dei conseguenti addensamenti nello spettro del segnale di

crominanza rispetto agli addensamenti nello spettro del segnale video composto, di un quarto della frequenza di riga.

Virstuelle Primärvalenz (= Valenza primaria virtuale).
Una delle tre valenze primarie formanti un triolo, alla quale appartiene una tinta virtuale. Questa non è una tinta rappresentabile (é teorica), le cui coordinate nella tavola delle tinte giacciono fuori dal campo delimitato dalla curva dei colori spettrali e dalla linea dei porpora (cioè al di fuori della superficie dei colori reali).

W

Weiss-Abgleich (= taratura del bianco).
Taratura del grigio con i valori massimi dei segnali.

Weiss Balance (= Equilibrio o bilanciamento del bianco).
Risultato della taratura del bianco.

Weisspegel (= Livello del bianco).
Livello corrispondente ad un punto bianco dell'immagine (con modulazione negativa equivale al livello 0,1 del sincro).

Weisspunkt (= punto bianco).
a) Punto che esprime la tinta che si vuole descrivere, come zona nella tavola dei colori come punto non colorato.
b) Punto, che a scopo tecnico, stabilisce nella tavola delle tinte una tinta solo un poco diversa del bianco.
Per i punti bianchi della TVC si sono stabilite le seguenti coordinate di colore:
x = 0,31; y = 0,316 (NTSC); oppure
x = 0,281; y = 0,311.

X

X-Komponente des Primär-Farbart-Signals (= componente X del segnale primario di crominanza).
Componente del segnale primario di colore proiettata sull'asse X del sistema di coordinate X e Z.

X-Richtung (= direzione X).
Direzione dell'asse X positivo del sistema di coordinate X e Z.

X-Signal (= segnale X).
Abbreviazione della componente del segnale di crominanza primario in direzione X.

X-Z Koordinatensystem (= sistema di coordinate X-Z).
Nel sistema NTSC, il sistema adottato di coordinate nella demodulazione del segnale di colore.

Y

Y-Signal (= segnale Y).
Segnale di luminanza.

Y-Verstärker (= amplificatore Y).
Amplificatore del segnale di luminanza (segnale Y).

Z

Zebra-Röhre (= tubo zebra).
Altra denominazione del tubo Apple.

Z-Komponente des Primär-Farbart-Signals (= Componente Z del segnale primario di crominanza).
Componente del segnale primario di colore proiettata sull'asse Z del sistema di coordinate X e Z.

Zeilen-Synchronisier-Signal für das NTSC und PAL-Verfahren (= segnale di sincronismo orizzontale per i sistemi NTSC e PAL).
Segnale di sincronismo orizzontale un poco abbreviato, secondo le circostanze, rispetto al segnale di sincronismo di riga della TV in bianco-nero, e completato con il burst disposto sul banco posteriore di cancellazione orizzontale.

Z-Richtung (= direzione Z).
Direzione dell'asse Z positivo del sistema di coordinate X e Z.

Z-Signal (= segnale Z).
Abbreviazione della componente del segnale primario di crominanza in direzione Z.

Zweifarben-Verfahren (= sistema bicromico).
Sistema di TV a colori proposto in qualche paese, con cui l'effetto del contrasto viene utilizzato sull'occhio umano, per addivenire all'uso di due colori fondamentali.

Zweistrahl-Farbfernseh-Bildröhren (= Cinescopio per TVC a due pennelli elettronici).
Tubi a indice con fascio principale e fascio ausiliario (fascio guida).

Zyan (= Ciano).
Altro modo di scrivere Cyan.

FINE

PER APPARECCHI - STRUMENTI - COMPONENTI RADIO E TELEVISIONE VI INDICHIAMO I SEGUENTI INDIRIZZI

ACCESSORI
E PARTI STACCATE
PER RADIO E TV
TRANSISTORI

ATES COMPONENTI ELETTRONICI
S.p.A. - Milano
Via Tempesta, 2
Telefono 46.95.651 (4 linee)
Semicondutt. per tutte le applicazioni

Elettronica Industriale
ING. O. BARBUTI

LISSONE (Milano) Via Pergolesi 30
Tel. 039-417.83
Telecamere - Monitori - TV circuito chiuso - VIDEOCITOFONO.

---

emme esse

Antenne TV - Accessori vari
25025 MANERBIO (Brescia)
Telefono 93.83.19
Richiedere cataloghi

F.A.C.E. STANDARD - Milano
Viale Bodio, 33
Componenti elettronici ITT STANDARD

FANELLI - FILI - Milano
Via Aldini, 16
Telefono 35.54.484
Fili, cordine per ogni applicazione

ISOLA - Milano
Via Palestro, 4
Telefoni 795.551/4
Lastre isolanti per circuiti stampati

LIAR - Milano
Via Marco Agrate, 43
Tel. 530.273 - 530.873 - 530.924
Prese, spine speciali, zoccoli per tubi.

MALLORY

Pile al mercurio, alcaline manganese e speciali
Mallory Batteries s.r.l. - Milano
Via Catone, 3 - Telef. 3761888/890
Telex 32562

MISTRAL - Milano
Via Melchiorre Gioia, 72
Tel. 688.4103 - 688.4123

RADIO ARGENTINA - Roma
V. Torre Argentina, 47 - Tel. 565.989
Valvole, cinescopi, semicond., parti stacc. radio-TV, mater. elettronico e profess. Rich. listino.

INDUSTRIE A. ZANUSSI S.p.A. - 33170 PORDENONE
radiotelevisione — elettronica civile
alta fedeltà e complementari

S G S - Agrate Milano
Diodi Transistori

SPRING ELETTRONICA
COMPONENTI
Di A. Banfi & C. - s.a.s.
BARANZATE (Milano)
Via Monte Spluga, 16
Tel. 990.1881 (4 linee)

THOMSON ITALIANA
Paderno Dugnano (Milano)
Via Erba, 1 - Tel. 92.36.91/2/3/4
Semiconduttori - Diodi - Transistori

VORAX - Milano
Via G. Broggi, 13
Telefono 222.451
(entrata negozio da via G. Jan)

ANTENNE

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981
Telefono 837.091

BOSCH Impianti
centralizzati d'antenna Radio TV
EL-FAU S.r.l. 20125 MILANO
VIA PERRONE DI S. MARTINO, 14 - TELEF. 60.02.97

Cosruzioni antenne per: Radio - Autoradio - Transistor - Televisione e Componenti

FRINI ANTENNE

Cesate (Milano)
Via G. Leopardi - Tel. 99.55.271

NUOVA TELECOLOR
S.r.l. - Milano
Via C Poerio 13
Tel. 706235 - 780101
ANTENNE KATHREIN

APPARECCHIATURE
AD ALTA FEDELTA'
REGISTRATORI

COSTRUZIONI
RADIOELETTRICHE

Rovereto (Trento)
Via del Brennero - Tel. 25.474/5

LARIR INTERNATIONAL - Milano
Viale Premuda, 38/A
Tel. 780.730 - 795.762/3

VIA SERBELLONI, 1 - 20122 MILANO
TEL. 799.951 - 799.952 - 799.953

Artophonic
di SASSONE

Via B. Marcello, 10 - Tel. 202.250
MILANO
Ampl. Preampl. Alta fedeltà esecuz. impianti.

R. B. ELETTRONICA di R. Barbagila
Via Carnevali, 107
20158 Milano - Tel. 370.811
Radio e fonografia elettrocoba
Apparecchiature HiFi
elettroniche a transistori

COSTRUZIONI
ELETTROACUSTICHE
DI PRECISIONE

Direzione Commerciale: MILANO
Via Alberto Mario, 28 - Milano
Tel. 46.89.09
Stabil. e Amm.ne: REGGIO EMILIA
V. G. Notari - S. Maurizio - Tel. 40.141

RIEM - MILANO
Via dei Malatesta, 8
Telefono, 40.72.147

SOCIETA' ITALIANA
TELECOMUNICAZIONI
SIEMENS S.p.A.
Sede, direz. gen. e uffici:
20149 MILANO
P.le Zavattari, 12 - Tel. 4388

AUTORADIO
TELEVISORI
RADIOGRAMMOFONI
RADIO A TRANSISTOR

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981
Telefono 837.091
Televisori, Radio, Autoradio

TELEVISORI RADIO
ELETTRODOMESTICI

IRT
IMPERIAL Radio e Televisori
Milano: Via G. B. Grassi, 98 - Tel: 35.70.941/4

CONDOR - Milano
Via Ugo Bassi, 23-A
Tel. 600.628 - 694.267

TRANSISTORS
STABILIZZATORI TV

Soc. in nome coll.
di Gino da Ros & C.
Via L. Cadorna
VIMODRONE (Milano)
Tel. 25.00.263 - 25.00.086 - 25.01.209

Radio and Television - S.p.A. Italiana
80122 - NAPOLI
Via Nevio, 102 d - Tel. 303500

EUROPHON - Milano
Via Mecenate, 86
Telefono 717.192

FARET - VOXSON - Roma
Via di Tor Corvara, 286
Tel. 279.951 - 27.92.407 - 27.90.52

MANCINI - Milano
Via Lovanio, 5
Radio, TV, Giradischi

NAONIS
INDUSTRIE A. ZANUSSI S.P.A. - PORDENONE
lavatrici televisori frigoriferi cucine

PHONOLA - Milano
Via Montenapoleone, 10
Telefono 70.87.81

RADIOMARELLI - Milano
Corso Venezia, 51
Telefono 705.541

INDUSTRIE A. ZANUSSI S.P.A. - PORDENONE
lavatrici televisori frigoriferi cucine

ROBERT BOSCH S.p.A. - Milano
Via Petitti, 15
Autoradio Blaupunkt

Milano - Via Stendhal 45
Telefono 4225911
Televisori componenti radio

ELECTRONICS
Fono - Radio
Mangiadischi
Complessi stereofonici
LECCO
Via Belvedere, 48
Tel. 27388

ULTRAVOX - Milano
Viale Puglie, 15
Telefono 54.61.351

BOBINATRICI

PARAVICINI - Milano
Via Nerino, 8
Telefono 803.426

CONDENSATORI

DUCATI ELETTROT. MICROFARAD
Bologna
Tel. 400.312 (15 linee) - Cas. Post. 588

ICAR - MILANO
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

GIOGHI DI DEFLESSIONE TRASFORMATORI DI RIGA E.A.T. TRASFORMATORI

C E A - Elettronica

GROPELLO CAIROLI (Pavia)

Via G. B. Zanotti

Telefono 85 114

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LARE - Cologno Monzese (Milano)

Via Piemonte, 21

Telefono 2391 (da Milano 912-2391)

Laboratorio avvolgim. radio elettrici

GIRADISCHI AMPLIFICATORI ALTOPARLANTI E MICROFONI

LENCO ITALIANA S.p.A.

Osimo (Ancona)

Via del Guazzatorre, 225

Giradischi - Fonovalige

PHILIPS - Milano

Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94

Giradischi

COSTRUZIONI ELETTROACUSTICHE DI PRECISIONE

Direzione Commerciale: MILANO
Via Alberto Mario, 28 - Milano
Tel. 46.89.09
Stabilim. e Amm.ne: REGGIO EMILIA
V. G. Notari - S. Maurizio - Tel. 40.141

RIEM - Milano
Via dei Malatesta, 8
Telefono, 40.72.147

SOCIETA' ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS S. p. A.
Sede, direz. gen. e uffici:
20149 MILANO
P.le Zavattari, 12 - Tel. 4388

GRUPPI DI A. F.

LARES - Componenti Elettronici S.p.A.
Paderno Dugnano (Milano)
Via Roma, 92

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3
Telefono 69.94

RICAGNI - Milano
Via Mecenate, 71
Tel. 504.002 - 504.008

POTENZIOMETRI

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LIAR - Milano

Via Marco Agrate, 43

Tel. 530.273 - 530.873 - 530.924

RESISTENZE

RE.CO S.r.l. FABB. RESISTENZE

Via Regina Elena, 10 - Tel. (035) 901003
24030 MEDOLAGO (Bergamo)

RAPPRESENTANZE ESTERE

Ing. S. e Dr. GUIDO BELOTTI - Milano

Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051/2/3

Strumenti di misura

Weston - Biddle - Sangamo Electric - Tinsley - Evershed & Vignoles - Wayne Kerr - Felten & Guilleaume

LARIR INTERNATIONAL - Milano

Viale Premuda, 38/A

Tel. 780.730 - 795.762/3

SILVERSTAR - Milano

Via dei Gracchi, 20

Tel. 46.96.551

SIPREL - Milano

Via S. Simpliciano 2 - Tel. 861.096/7

Complessi cambiadischi Garrard, valigie grammofoniche Suprovox

STABILIZZATORI DI TENSIONE

LARE - Cologno Monzese (Milano)

Via Piemonte, 21

Telefono 2391 (da Milano 912-239)

Laboratorio avolgim. radio elettrico

E' possibile vedere 2 mV/div-10 MHz ad un basso prezzo?

Sì, con il nuovo oscilloscopio **portatile** PHILIPS PM 3200, preciso e semplice

Il PM 3200 rappresenta un notevole passo in avanti nella progettazione di un oscilloscopio a basso costo ma di alte prestazioni, di precisione e di facile impiego. Tutto ciò ad un prezzo pari a metà di quello che vi aspettereste di pagare.

Aumentate prestazioni. Misura qualsiasi segnale su una scala dei tempi fra 100 ns/div. e 0,5 s/div. Consente l'osservazione senza distorsioni di segnali di pochi millivolt o di parte di oscillogrammi la cui ampiezza è pari a 3 volte l'altezza dello schermo. Adatto per la maggior parte delle misure di routine.

Facilità di funzionamento. È possibile eseguire una misura con una traccia stabile subito dopo l'accensione; instabilità, rumore e deriva sono eliminati in tutte le normali applicazioni da un amplificatore di nuovo progetto. Bilanciamento c.c. automatico; nessun comando da regolare.

Trigger automatico. Il livello di sincronizzazione viene ricavato dal segnale e consente un funzionamento più facile e più rapido; nessun comando continuo da regolare. La base dei tempi rimane stabile fino a frequenze oltre i 10 MHz.

Portatile. Il PM 3200 è compatto, robusto e sicuro. Funziona con rete c.a., con sorgente c.c. a 24 V o con batterie ricaricabili da fissare posteriormente allo strumento.

Unico nel suo genere. L'oscilloscopio PHILIPS PM 3200 costituisce un nuovo termine di paragone per prestazioni da 0 a 10 MHz. Nuove possibilità d'impiego in tutti i campi d'applicazione, nei laboratori, nell'assistenza ad impianti ed apparecchiature, nella produzione e nell'insegnamento.
Per ulteriori informazioni richiedete le caratteristiche dettagliate.

Philips S.p.A. - Rep. PIT/EMA
P.zza IV Novembre, 3 - 20124 Milano - tel. 6994

PHILIPS

MILANO ICE ITALY

Supertester 680 R / ATTENZIONE R come Record !!

II SERIE CON CIRCUITO RIBALTABILE!!

4 Brevetti Internazionali - Sensibilità 20.000 ohms x volt

STRUMENTO A NUCLEO MAGNETICO schermato contro i campi magnetici esterni!!! Tutti i circuiti Voltmetrici e amperometrici di questo nuovissimo modello 680 R montano **RESISTENZE A STRATO METALLICO** di altissima stabilità con la **PRECISIONE ECCEZIONALE DELLO 0,5%!!**

IN QUESTA NUOVA SERIE IL CIRCUITO STAMPATO PUÒ ESSERE RIBALTATO SENZA ALCUNA DISSALDATURA E CIÒ PER FACILITARE L'EVENTUALE SOSTITUZIONE DI QUALSIASI COMPONENTE!

Record di ampiezza del quadrante e minimo ingombro! (mm. 128x95x32)

Record di precisione e stabilità di taratura! (1% in C.C. - 2% in C.A.!)

Record di semplicità, facilità di impiego e rapidità di lettura!

Record di robustezza, compattezza e leggerezza! (300 grammi)

Record di accessori supplementari e complementari! (vedi sotto)

Record di protezioni, prestazioni e numero di portate!

10 CAMPI DI MISURA E 80 PORTATE !!!

VOLTS C.A.: 11 portate: da 2 V. a 2500 V. massimi.
VOLTS C.C.: 13 portate: da 100 mV. a 2000 V.
AMP. C.C.: 12 portate: da 50 μA a 10 Amp.
AMP. C.A.: 10 portate: da 200 μA a 5 Amp.
OHMS: 6 portate: da 1 decimo di ohm a
Rivelatore di 100 Megaohms.
REATTANZA: 1 portata: da 0 a 10 Megaohms.
CAPACITA': 6 portate: da 0 a 500 pF - da 0 a 0,5 μF e da 0 a 50.000 μF in quattro scale.
FREQUENZA: 2 portate: da 0 a 500 e da 0 a 5000 Hz.
V. USCITA: 9 portate: da 10 V. a 2500 V.
DECIBELS: 10 portate: da — 24 a + 70 dB.

Inoltre vi è la possibilità di estendere ancora maggiormente le prestazioni del **Supertester 680 R** con accessori appositamente progettati dalla I.C.E. Vedi illustrazioni e descrizioni più sotto riportate. Circuito elettrico con speciale **dispositivo per la compensazione degli errori dovuti agli sbalzi di temperatura.**
Speciale bobina mobile studiata per un pronto smorzamento dell'indice e quindi una rapida lettura. Limitatore statico che permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter sopportare sovraccarichi accidentali od erronei anche **mille** volte superiori alla portata scelta!!!

IL TESTER PER I TECNICI VERAMENTE ESIGENTI !!!

Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche. Fusibile, con cento ricambi, a protezione errate inserzioni di tensioni dirette sul circuito ohmetrico. Il marchio « I.C.E. » è garanzia di superiorità ed avanguardia assoluta ed indiscussa nella progettazione e costruzione degli analizzatori più completi e perfetti.
PREZZO SPECIALE propagandistico **L. 14.850** franco nostro stabilimento completo di puntali, pila e manuale d'istruzione. Per pagamenti all'ordine, od alla consegna, **omaggio del relativo astuccio** antiurto ed antimacchia in resinpelle speciale resistente a qualsiasi strappo o lacerazione. Detto astuccio da noi **BREVETTATO** permette di adoperare il tester con un'inclinazione di 45 gradi senza doverlo estrarre da esso, ed un suo doppio fondo non visibile, può contenere oltre ai puntali di dotazione, anche molti altri accessori. Colore normale di serie del **SUPERTESTER 680 R:** amaranto; a richiesta: grigio.

ACCESSORI SUPPLEMENTARI DA USARSI UNITAMENTE AI NOSTRI "SUPERTESTER 680"

PROVA TRANSISTORS E PROVA DIODI *Transtest* MOD. 662 I.C.E.
Esso può eseguire tutte le seguenti misure: Icbo (Ico) - Iebo (Ieo) - Iceo - Ices - Icer - Vce sat - Vbe hFE (ß) per i TRANSISTORS e Vf - Ir per i diodi. Minimo peso: 250 gr. - Minimo ingombro: 128 x 85 x 30 mm. - **Prezzo L. 8.200** completo di astuccio - pila - puntali e manuale di istruzione.

VOLTMETRO ELETTRONICO con transistori a effetto di campo (FET) **MOD. I.C.E. 660.** Resistenza d'ingresso = 11 Mohm - Tensione C.C.: da 100 mV. a 1000 V. - Tensione picco-picco: da 2,5 V. a 1000 V. - Ohmetro: da 10 Kohm a 10000 Mohm - Impedenza d'ingresso P.P = 1,6 Mohm con circa 10 pF in parallelo - Puntale schermato con commutatore incorporato per le seguenti commutazioni: V-C.C.; V-picco-picco; Ohm. Circuito elettronico con doppio stadio differenziale. - **Prezzo netto propagandistico L. 14.850** completo di puntali - pila e manuale di istruzione.

TRASFORMATORE I.C.E. MOD. 616 per misure amperometriche in C.A. Misure eseguibili: 250 mA. - 1-5-25-50 e 100 Amp. C.A. - Dimensioni 60 x 70 x 30 mm. - Peso 200 gr. **Prezzo netto L. 4.800** completo di astuccio e istruzioni.

AMPEROMETRO A TENAGLIA *Amperclamp* per misure amperometriche immediate in C.A. senza interrompere i circuiti da esaminare - 7 portate: 250 mA. - 2,5-10-25-100-250 e 500 Amp. C.A. - Peso: solo 290 grammi. Tascabile! - **Prezzo L. 9.400** completo di astuccio, istruzioni e riduttore a spina Mod. 29.

PUNTALE PER ALTE TENSIONI MOD. 18 I.C.E. (25000 V. C.C.)

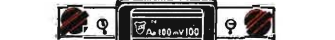
Prezzo netto: L. 3.600

LUXMETRO MOD. 24 I.C.E. a due scale da 2 a 200 Lux e da 200 a 20.000 Lux. Ottimo pure come esposimetro!!

Prezzo netto: L. 4.800

SONDA PROVA TEMPERATURA istantanea a due scale: da — 50 a + 40 °C e da + 30 a + 200 °C

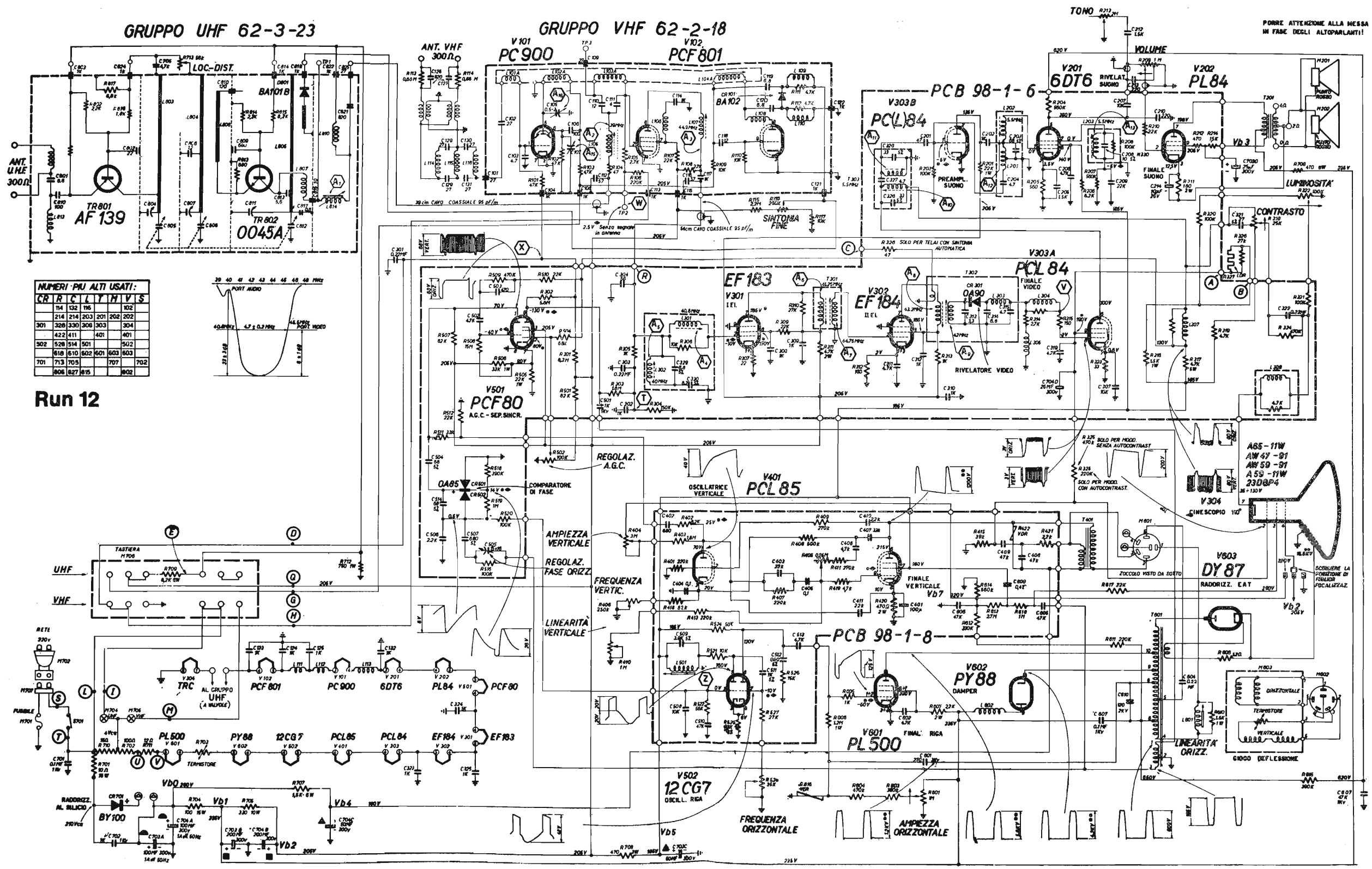
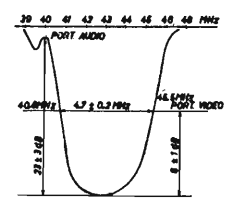
Prezzo netto: L. 8.200

SHUNTS SUPPLEMENTARI (100 mV.) **MOD. 32 I.C.E.** per portate amperometriche: 25-50 e 100 Amp. C.C.

Prezzo netto: L. 2.900 cad.

OGNI STRUMENTO I.C.E. È GARANTITO. RICHIEDERE CATALOGHI GRATUITI A:

I.C.E. VIA RUTILIA, 19/18 20141 MILANO - TEL. 531.554/5/6

Archivio schemi

TV mod. Run 12

NUMERI PIU ALTI USATI:							
CR	R	C	L	T	M	V	S
	114	132	116			102	
	214	214	203	201	202	202	
301	326	330	308	303		304	
	422	411		401		401	
502	526	514	501			502	
	618	610	602	601	603	603	
701	713	705			707		702
	806	827	815			802	

Run 12

Schema elettrico del ricevitore di TV admiral mod. Run 12